

PCT

WORLD INTELLECTUAL PROPERTY ORGANIZATION  
International Bureau

INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(51) International Patent Classification 6 :  
H04B 1/69

A1

(11) International Publication Number:

WO 96/09694

(43) International Publication Date:

28 March 1996 (28.03.96)

(21) International Application Number: PCT/US95/12313

(22) International Filing Date: 20 September 1995 (20.09.95)

(30) Priority Data:  
08/309,973 20 September 1994 (20.09.94) US

(71) Applicant: PULSON COMMUNICATIONS CORPORATION, INC. [US/US]; Suite 500, 8280 Greensboro Drive, McLean, VA 22102-3807 (US).

(72) Inventors: FULLERTON, Larry, W.; 120 Wimbledon Road, Huntsville, AL 35741-9317 (US). COWIE, Ivan, A.; 418 Eastview Drive, Madison, AL 35758 (US).

(74) Agents: KESSLER, Edward, J. et al.; Sterne, Kessler, Goldstein & Fox P.L.L.C., Suite 600, 1100 New York Avenue, N.W., Washington, DC 20005-3934 (US).

(81) Designated States: AM, AT, AU, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GE, HU, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LK, LR, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, TJ, TM, TT, UA, UG, UZ, VN, European patent (AT, BE, CH, DE, DK, ES, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, ML, MR, NE, SN, TD, TG), ARIPO patent (KE, MW, SD, SZ, UG).

Published

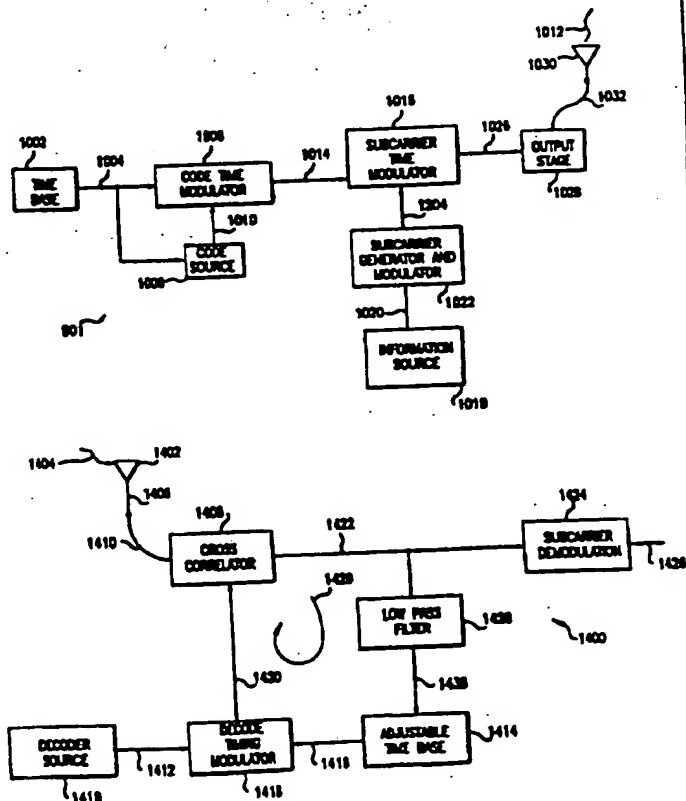
With international search report.

Before the expiration of the time limit for amending the claims and to be republished in the event of the receipt of amendments.

(54) Title: AN ULTRA-WIDE-BAND COMMUNICATIONS SYSTEM AND METHOD

(57) Abstract

An impulse radio communications system using one or more subcarriers to communicate information from an impulse radio transmitter (901) to an impulse radio receiver (1400). The use of subcarriers provides impulse radio transmissions added channelization, smoothing and fidelity. Subcarriers of different frequencies or waveforms can be used to add channelization of impulse radio signals. The impulse radio uses modulated subcarrier(s) for time positioning a periodic timing signal or a coded timing signal. Alternatively, the coded timing signal can be summed or mixed with the modulated subcarrier(s) and the resultant signal is used to time modulate the periodic timing signal. Direct digital modulation of data is another form of subcarrier modulation for impulse radio signals. Direct digital modulation can be used alone to time modulate the periodic timing signal or the direct digitally modulated periodic timing signal can be further modulated with one or more modulated subcarrier signals.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表平10-508725

(43) 公表日 平成10年(1998) 8月25日

(51) Int.Cl.<sup>8</sup>  
H 0 4 J 13/00

識別記号

F I  
H 0 4 J 13/00

A

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 98 頁)

(21) 出願番号 特願平8-511126  
(86) (22) 出願日 平成7年(1995) 9月20日  
(85) 翻訳文提出日 平成9年(1997) 3月21日  
(86) 国際出願番号 P C T / U S 9 5 / 1 2 3 1 3  
(87) 国際公開番号 W O 9 6 / 0 9 6 9 4  
(87) 国際公開日 平成8年(1996) 3月28日  
(31) 優先権主張番号 0 8 / 3 0 9 , 9 7 3  
(32) 優先日 1994年9月20日  
(33) 優先権主張国 米国 (U S)

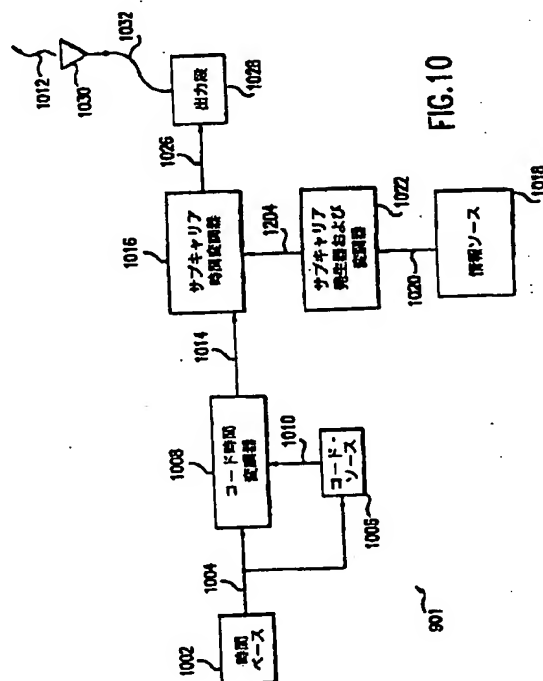
(71) 出願人 タイム ドメイン コーポレイション  
アメリカ合衆国 35806 アラバマ州 ハ  
ンツヴィル オデッセイ ドライブ 6700  
スイート 100  
(72) 発明者 フラートン, ラリー, ダブリュ.  
アメリカ合衆国 35741-9317 アラバマ  
州 ハンツヴィル ウィンブルドン ロー  
ド 120  
(72) 発明者 コーウィー, イヴァン, エイ.  
アメリカ合衆国 35758 アラバマ州 マ  
ディソン イーストビュー ドライブ  
418  
(74) 代理人 弁理士 谷 義一 (外1名)

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ウルトラ・ワイドバンド通信システムおよびその方法

(57) 【要約】

1つまたはそれ以上のサブキャリアを使用してインパルス・ラジオ送信器 (901) からインパルス・ラジオ受信器 (1400) へ情報を通信するインパルス・ラジオ通信システムである。サブキャリアの使用でインパルス・ラジオ送信に付加されるチャンネル化と、スムージングと、忠実性を提供する。別の周波数または波形のサブキャリアを使用してインパルス・ラジオ信号のチャンネル化を追加できる。インパルス・ラジオは周期タイミング信号または符号化タイミング信号を時間配置するため変調サブキャリアを使用する。これ以外にも、符号化タイミング信号を変調サブキャリアと加算または混合し得られた信号を用いて周期タイミング信号を時間変調することができる。データの直接デジタル変調はインパルス・ラジオ信号のサブキャリア変調の別の形態である。直接デジタル変調を単独で使用して周期タイミング信号を時間変調する、または直接デジタル変調周期タイミング信号を1つまたはそれ以上の変調サブキャリア信号でさらに変調することができる。



## 【特許請求の範囲】

1. a. 周期タイミング信号を出力する時間ベースと、  
b. 前記周期タイミング信号を使用してコード信号を出力するコード・ソースと、  
c. 前記コード信号を使用して前記周期タイミング信号を時間変調して符号化タイミング信号を出力し、前記周期タイミング信号の前記変調は、生成されるインパルス・ラジオ信号のチャンネル化とスペクトル・スムージングを提供するコード時間変調器と、  
d. サブキャリア信号と情報信号とを受信し、前記情報信号を使用して前記サブキャリア信号を変調し、変調サブキャリア信号を出力するサブキャリア変調器と、  
e. 前記変調サブキャリア信号を使用して前記符号化タイミング信号を変調し、変調符号化タイミング信号を出力するサブキャリア時間変調器と、  
f. 前記変調符号化タイミング信号を使用して前記インパルス・ラジオ信号を生成し、前記インパルス・ラジオ信号は時間的に隔たったモノサイクル・パルスを備えるような出力段と  
を備えることを特徴とするインパルス・ラジオ送信器。
2. a. 周期タイミング信号を出力する時間ベースと、  
b. サブキャリア信号と情報信号とを受信し、前記情報信号を使用して前記サブキャリア信号を変調し、変調サブキャリア信号を出力するサブキャリア変調器と、  
c. 前記変調サブキャリア信号を使用して前記周期タイミング信号を変調し、変調タイミング信号を出力するサブキャリア時間変調器と、  
d. 前記変調タイミング信号を使用してコード信号を出力するコード・ソースと、  
e. 前記コード信号を使用して前記周期タイミング信号を時間変調して変調符号化タイミング信号を出力し、前記周期タイミング信号の前記変調は、生成されるインパルス・ラジオ信号のチャンネル化とスペクトル・スムージングを提供する

るコード時間変調器と、

f. 前記変調符号化タイミング信号を使用して前記インパルス・ラジオ信号を生成し、前記インパルス・ラジオ信号は時間的に隔たったモノサイクル・パルスを備えるような出力段と

を備えることを特徴とするインパルス・ラジオ送信器。

3. a. サブキャリア信号と情報信号とを受信し、前記情報信号を使用して前記サブキャリア信号を変調し、変調サブキャリア信号を出力するサブキャリア変調器と、

b. 周期タイミング信号を使用してコード信号を出力するコード・ソースと、

c. 前記変調サブキャリア信号と前記コード信号とを受信してコード変調サブキャリア信号を出力する加算器と、

d. 前記コード変調サブキャリア信号を使用して前記周期タイミング信号を変調し、変調符号化タイミング信号を出力するコードおよび時間変調器と、

e. 前記変調符号化タイミング信号を使用してインパルス・ラジオ信号を生成し、前記インパルス・ラジオ信号は時間的に隔たったモノサイクル・パルスを備える出力段と

を備えることを特徴とするインパルス・ラジオ送信器。

4. 前記サブキャリア変調器は、前記サブキャリア信号を周波数変調することを特徴とする請求項1または2に記載のインパルス・ラジオ送信器。

5. 前記出力段は、ブロードバンド信号であるモノサイクル・パルスを送信することを特徴とする請求項1または2に記載のインパルス・ラジオ送信器。

6. 前記出力段は、帯域制限信号であるモノサイクル・パルスを送信することを特徴とする請求項1または2に記載のインパルス・ラジオ送信器。

7. 前記コード時間変調器は、電圧源に応答することを特徴とする請求項1または2に記載のインパルス・ラジオ送信器。

8. 前記コード時間変調器は、電流源に応答することを特徴とする請求項1または2に記載のインパルス・ラジオ送信器。

9. 前記コード時間変調器は、デジタル・ソースに応答することを特徴とする請

求項1または2に記載のインパルス・ラジオ送信器。

10. 前記サブキャリア時間変調器は、電圧源に応答することを特徴とする請求

項1または2に記載のインパルス・ラジオ送信器。

11. 前記サブキャリア時間変調器は、電流源に応答することを特徴とする請求

項1または2に記載のインパルス・ラジオ送信器。

12. 前記サブキャリア時間変調器は、デジタル・ソースに応答することを特徴

とする請求項1または2に記載のインパルス・ラジオ送信器。

13. 複数の変調サブキャリア信号を受信して加算し、得られた信号を出力する

加算器を更に備え、

前記サブキャリア変調器は、複数のサブキャリア信号を受信し、複数の情報信号の1つを使用して前記複数のサブキャリア信号のそれぞれを変調して前記複数の変調サブキャリア信号を出力し、かつ、前記サブキャリア時間変調器は、前記得られた信号を使用して前記コードタイミング信号を変調し、前記変調タイミング信号を出力する

ことを特徴とする請求項1に記載のインパルス・ラジオ送信器。

14. 前記サブキャリア変調器は、前記複数のサブキャリア信号の1つを直接デ

ジタル変調することを特徴とする請求項13に記載のインパルス・ラジオ送信

器。

15. 前記サブキャリア変調器は、前記複数のサブキャリア信号の1つを周波数

変調することを特徴とする請求項13に記載のインパルス・ラジオ送信器。

16. 前記コード・ソースは、デジタル信号を疑似雑音符号化して前記コード信

号を発生するための手段を備えることを特徴とする請求項1、2、または3のい

ずれかに記載のインパルス・ラジオ送信器。

17. 前記データ信号は、リターンツーゼロ直接デジタル・エンコーダによりエ

ンコードされることを特徴とする請求項16に記載のインパルス・ラジオ送信器

。

18. 前記リターンツーゼロ・エンコーダは、擬似マンチェスター・エンコーダ

、周波数偏移変調エンコーダ、 $n$  相位相変調エンコーダ、位相振幅変調エンコー

ダのうちの1つを備えることを特徴とする請求項17に記載のインパルス・ラジオ送信器。

19. 前記直接デジタル変調サブキャリア信号を擬似マンチェスター符号化するための手段をさらに備えることを特徴とする請求項14に記載のインパルス・ラジオ送信器。

20. 前記コード信号は、バイナリであり、前記コード時間変調器は、前記周期タイミング信号を前記コード信号に従って時間配置するバイナリー時間遅延発生器であることを特徴とする請求項14に記載のインパルス・ラジオ送信器。

21. 前記コード信号は、疑似雑音コードであることを特徴とする請求項20に記載のインパルス・ラジオ送信器。

22. 前記出力段は、アンテナを使用して前記インパルス・ラジオ信号を伝搬媒体に送信することを特徴とする請求項1、2、または3のいずれかに記載のインパルス・ラジオ送信器。

23. 前記出力段と前記アンテナの間を接続する送信線をさらに備えることを特徴とする請求項22に記載のインパルス・ラジオ送信器。

24. a. 周期タイミング信号を出力する時間ベースと、

b. 前記周期タイミング信号と情報信号とを使用して直接デジタル符号化タイミング信号を出力する直接デジタル変調器と、

c. サブキャリア信号を受信して、前記サブキャリア信号を使用し前記直接デジタル符号化タイミング信号を変調し、変調符号化タイミング信号を出力するサブキャリア時間変調器と、

d. 前記変調符号化タイミング信号を使用してインパルス・ラジオ信号を生成し、前記周期タイミング信号の前記変調が前記インパルス・ラジオ信号のチャンネル化とスペクトル・スムージングを提供する出力段と

を備えることを特徴とするインパルス・ラジオ送信器。

25. さらなる情報信号を受信し、前記さらなる情報信号を使用して前記サブキャリア信号を変調して、変調サブキャリア信号を出力し、前記変調サブキャリア信号を前記サブキャリア時間変調器で使用する前記変調符号化タイミング信号を

出力するサブキャリア変調器をさらに備えることを特徴とする請求項24に記載のインパルス・ラジオ送信器。

26. 前記直接デジタル変調器は、符号化情報信号を使用して前記周期タイミング信号を時間変調し、前記直接デジタル符号化タイミング信号を出力するコード時間変調器を備え、前記周期タイミング信号の前記時間変調は前記インパルス・ラジオ信号のさらなるチャンネル化とスペクトル・スモーキングを提供することを特徴とする請求項24に記載のインパルス・ラジオ送信器。

27. 前記直接デジタル変調器は、前記情報信号をディザすることによって前記直接デジタル符号化タイミングを出力する擬似ランダム・コードのソースを備えることを特徴とする請求項24に記載のインパルス・ラジオ送信器。

28. 前記直接デジタル変調器は、前記直接デジタル符号化タイミング信号を線形化する線形化データのソースをさらに備えることを特徴とする請求項25に記載のインパルス・ラジオ送信器。

29. 前記線形化データと前記擬似ランダム・コードは、一緒に記憶されることを特徴とする請求項28に記載のインパルス・ラジオ送信器。

30. 前記線形化データは、修正された擬似ランダム・コードとして記憶されることを特徴とする請求項29に記載のインパルス・ラジオ送信器。

31. a. 周期タイミング信号を出力する時間ベースと、

b. 前記周期タイミング信号を使用してコード信号を出力するコード・ソースと、

c. 前記コード信号とデジタルデータ信号とを受信して線形化変調タイミング信号を出力する線形化コード・ソースと、

d. 前記線形化変調タイミング信号と前記周期タイミング信号とを受信し、前記周期タイミング信号を前記線形化変調タイミング信号で変調して符号化タイミング信号を出力するコード時間変調器と、

e. 前記符号化タイミング信号を使用してインパルス・ラジオ信号を生成し、前記インパルス・ラジオ信号は時間的に隔たったモノサイクル・パルスを備える出力段と

を備えることを特徴とするインパルス・ラジオ送信器。

32. 前記コード・ソースは、前記コード信号を発生するために使用される疑似雑音コードを記憶するための手段を備えることを特徴とする請求項31に記載の

インパルス・ラジオ送信器。

33. 前記データ信号は、リターンツーゼロ直接デジタル・エンコーダによりエンコードされることを特徴とする請求項31に記載のインパルス・ラジオ送信器

34. 前記リターンツーゼロ・エンコーダは、疑似マンチェスター・エンコーダ、周波数偏移変調エンコーダ、n相位相変調エンコーダ、位相振幅変調エンコーダのうちの1つを備えることを特徴とする請求項32に記載のインパルス・ラジオ送信器。

35. 前記コード・ソースと前記線形化コード・ソースは、別々のメモリ・ユニットに記憶されることを特徴とする請求項31に記載のインパルス・ラジオ送信器。

36. 前記コード・ソースと前記線形化コード・ソースは、組み合わされて別々のメモリ・ユニットに記憶されることを特徴とする請求項31に記載のインパルス・ラジオ送信器。

37. 前記コード・ソースと前記線形化コード・ソースは、組み合わされて単一のメモリ・ユニットに記憶されることを特徴とする請求項31に記載のインパルス・ラジオ送信器。

38. a. サブキャリア信号と情報信号とを受信し、前記情報信号を使用して前記サブキャリア信号を変調し、変調サブキャリア信号を出力するサブキャリア変調器と、

b. 前記変調サブキャリア信号を使用して前記符号化タイミング信号を変調して変調符号化タイミング信号を出力するサブキャリア時間変調器とをさらに備え

前記出力段は、前記変調符号化タイミング信号を使用して前記インパルス・ラ



ジオ信号を生成する

ことを特徴とする請求項31に記載のインパルス・ラジオ送信器。

39. a. 周期タイミング信号を出力する時間ベースと、

b. 前記周期タイミング信号を使用してコード信号を出力するコード・ソースと、

c. 前記コード信号とデジタルデータ信号とを受信して、線形化変調タイミング信号を出力する線形化コード・ソースと、

d. 前記線形化変調タイミング信号と前記周期タイミング信号とを受信し、前記線形化変調タイミング信号で前記周期タイミング信号を変調して符号化タイミング信号を出力するようなコード時間変調器と、

e. 前記変調符号化タイミング信号を使用してインパルス・ラジオ信号を生成し、前記インパルス・ラジオ信号は時間的に隔たったモノサイクル・パルスを備える出力段と

を備えることを特徴とするインパルス・ラジオ送信器。

40. 前記コード・ソースは、前記コード信号を発生するために使用される疑似雑音コードを記憶するための手段を備えることを特徴とする請求項39に記載のインパルス・ラジオ送信器。

41. 前記デジタルデータ信号は、リターンツーゼロ直接デジタル・エンコーダによってエンコードされることを特徴とする請求項39に記載のインパルス・ラジオ送信器。

42. 前記リターンツーゼロ・エンコーダは、擬似マンチェスター・エンコーダ、周波数偏移変調エンコーダ、n相位相変調エンコーダ、位相振幅変調エンコーダのうちの1つを備えることを特徴とする請求項41に記載のインパルス・ラジオ送信器。

43. 前記コード・ソースと前記線形化コード・ソースは、別々のメモリ・ユニットに記憶されることを特徴とする請求項39に記載のインパルス・ラジオ送信器。

44. 前記コード・ソースと前記線形化コード・ソースは、組み合わされて別々

のメモリ・ユニットに記憶されることを特徴とする請求項39に記載のインパルス・ラジオ送信器。

45. 前記コード・ソースと前記線形化コード・ソースは、組み合わされて単一のメモリ・ユニットに記憶されることを特徴とする請求項39に記載のインパルス・ラジオ送信器。

46. a. サブキャリア信号と情報信号とを受信し、前記情報信号を使用して前記サブキャリア信号を変調し、変調サブキャリア信号を出力するサブキャリア変調器と、

b. 前記変調サブキャリア信号を使用して前記符号化タイミング信号を変調して変調符号化タイミング信号を出力するサブキャリア時間変調器とをさらに備え

前記出力段は、前記変調符号化タイミング信号を使用して前記インパルス・ラジオ信号を生成することを特徴とする請求項39に記載のインパルス・ラジオ送信器。

47. インパルス・ラジオ通信のためにデータ信号を直接デジタル・エンコードするためのシステムであって、

a. 前記データ信号を直接デジタル・エンコードして直接デジタル・エンコードしたデータ信号を発生するリターンツーゼロ・エンコーダと、

b. 前記直接デジタル・エンコードしたデータ信号を疑似雑音符号化してコード信号を発生するための手段と、

c. 前記コード信号を使用して周期タイミング信号を時間変調して符号化タイ

ミング信号を出力し、前記周期タイミング信号の前記変調は、生成されるインパルス・ラジオ信号のチャンネル化とスペクトル・スムージングを提供するコード時間変調器と

を備えることを特徴とするシステム。

48. 前記リターンツーゼロ・エンコーダは、疑似マンチェスター・エンコーダ、周波数偏移変調エンコーダ、 $n$  相位相変調エンコーダ、位相振幅変調エンコーダのうちの1つを備えることを特徴とする請求項47に記載のインパルス・ラジ

オ送信器。

49. a. デコード制御信号を出力するデコード・ソースと、

b. 前記デコード制御信号と周期タイミング信号とを使用してデコード信号を出力するデコード・タイミング変調器と、

c. 受信したインパルス・ラジオ信号を前記デコード信号で相互相関してベースバンド信号を出力する相互相関器と、

d. 前記ベースバンド信号を使用してエラー信号を出力するローパス・フィルタと、

e. 前記エラー信号に応答し、前記周期タイミング信号を出力した前記周期タイミング信号の位相を調節して前記相互相関のロックを制御する調整可能時間ベースと、

f. 前記ベースバンド信号に応答し、復調情報信号を出力するサブキャリア復調器と

を備えることを特徴とするインパルス・ラジオ受信器。

50. 前記相互相関器は、さらにトリガ可能な波形発生器を備えることを特徴とする請求項49に記載のインパルス・ラジオ受信器。

51. 前記サブキャリア復調器は、周波数復調器であることを特徴とする請求項49に記載のインパルス・ラジオ受信器。

52. 前記サブキャリア復調器は、直接デジタル復調器であることを特徴とする請求項49に記載のインパルス・ラジオ受信器。

53. 前記直接デジタル復調器は、擬似マンチェスター・デコーダを備えることを特徴とする請求項52に記載のインパルス・ラジオ受信器。

54. 前記相互相関器および増幅器とアンテナとの間に接続された送信線をさらに備えることを特徴とする請求項49に記載のインパルス・ラジオ受信器。

55. a. デコード制御信号を出力するデコード・ソースと、

b. 前記デコード制御信号と手記タイミング信号とトリガ可能な波形発生器とに応答してデコード信号を出力するデコード・タイミング変調器と、

c. 受信したインパルス・ラジオ信号を前記デコード信号で相互相関してベー

スバンド信号を出力する相互相関器と、

d. 前記ベースバンド信号に応答して、複数のサブキャリア信号を出力する複数のバンドパス・フィルタと、

e. 前記複数のバンドパス・フィルタに応答して、複数の情報信号を出力する複数のフェーズ・ロックド・ループと

を備えることを特徴とするインパルス・ラジオ受信器。

56. a. 周期タイミング信号を出力する時間ベースと、

b. 前記周期タイミング信号を使用してコード信号を出力するコード・ソースと、

c. 前記コード信号を使用して前記周期タイミング信号を時間変調して符号化タイミング信号を出力し、前記周期タイミング信号の前記変調は、生成されるインパルス・ラジオ信号のチャンネル化とスペクトル・スムージングを提供するコード時間変調器と、

d. サブキャリア信号と情報信号とを受信し、前記情報信号を使用して前記サブキャリア信号を変調し、変調サブキャリア信号を出力するサブキャリア変調器

と、

e. 前記変調サブキャリア信号を使用して前記符号化タイミング信号を変調し、変調符号化タイミング信号を出力するサブキャリア時間変調器と、

f. 前記変調符号化タイミング信号を使用して前記インパルス・ラジオ信号を生成し、前記インパルス・ラジオ信号は時間的に隔たったモノサイクル・パルスを備えるような出力段と

を有するインパルス・ラジオ送信器と、

a. デコード制御信号を出力するデコード・ソースと、

b. 前記デコード制御信号と周期タイミング信号とを使用してデコード信号を出力するデコード・タイミング変調器と、

c. 受信したインパルス・ラジオ信号を前記デコード信号で相互相関してベースバンド信号を出力する相互相関器と、

d. 前記ベースバンド信号を使用してエラー信号を出力するローパスフィルタ

と、

e. 前記エラー信号に応答して、前記周期タイミング信号を出力し、かつ、前記周期タイミング信号の位相を調節して前記相互相関のロックを制御する調整可能時間ベースと、

f. 前記ベースバンド信号に応答して復調情報信号を出力し、前記復調情報信号は前記情報信号と実質的に同一であるようなサブキャリア復調器と

を有するインパルス・ラジオ受信器とを備え、

前記インパルス・ラジオ受信器は、前記インパルス・ラジオ信号を受信する

ことを特徴とするインパルス・ラジオ・トランシーバ。

57. (1) 周期タイミング信号を使用してコード信号を供給するステップと、

(2) 前記コード信号を使用して周期タイミング信号を時間変調して符号化タイミング信号を出力し、前記周期タイミング信号の前記変調は、生成されるインパルス・ラジオ信号のチャンネル化とスペクトル・スムージングを提供するステップと、

(3) 情報信号を使用してサブキャリア信号を変調して変調サブキャリア信号を出力するステップと、

(4) 前記変調サブキャリア信号を使用して前記符号化タイミング信号を時間変調し、変調符号化タイミング信号を出力するステップと、

(5) 前記変調符号化タイミング信号を使用して前記インパルス・ラジオ信号を生成し、前記インパルス・ラジオ信号は時間的に隔たったモノサイクル・パルスを備えるステップと

を備えることを特徴とするインパルス・ラジオ信号を送信するための方法。

58. (1) 情報信号を使用してサブキャリア信号を変調し、変調サブキャリア信号を出力するステップと、

(2) 前記変調サブキャリア信号を使用して周期タイミング信号を時間変調し、変調タイミング信号を出力するステップと、

(3) 前記変調タイミング信号を使用して符号化変調信号を発生するステップと、

(4) 前記符号化変調信号を使用して前記変調タイミング信号を時間変調し、変調符号化タイミング信号を出力し、前記変調タイミング信号の前記変調は、生成されるインパルス・ラジオ信号のチャンネル化とスペクトル・スムージングを提供するステップと、

(5) 前記変調符号化タイミング信号を使用して前記インパルス・ラジオ信号を生成し、前記インパルス・ラジオ信号は時間的に隔たったモノサイクル・パルスを備えるステップと

を備えることを特徴とするインパルス・ラジオ信号を送信するための方法。

59. (1) 情報信号を使用してサブキャリア信号を変調し、変調サブキャリア信号を出力するステップと、

(2) 周期タイミング信号を使用してコード信号を発生するステップと、

(3) 前記変調サブキャリア信号と前記コード信号を加算してコード変調サブキャリア信号を出力するステップと、

(4) 前記コード変調サブキャリア信号を使用して前記周期タイミング信号を変調し、変調符号化タイミング信号を出力するステップと、

(5) 前記変調符号化タイミング信号を使用してインパルス・ラジオ信号を生成し、前記インパルス・ラジオ信号は時間的に隔たったモノサイクル・パルスを備えるステップと

を備えることを特徴とするインパルス・ラジオ信号を送信するための方法。

60. 前記サブキャリア信号を周波数変調するステップをさらに備えることを特徴とする請求項57または58に記載の方法。

61. ブロードバンド信号であるモノサイクル・パルスを送信するステップをさらに備えることを特徴とする請求項57または58に記載の方法。

62. 帯域制限された信号であるモノサイクルパルスを送信するステップをさらに備えることを特徴とする請求項57または58に記載の方法。

63. 複数の情報信号の1つを使用して複数のサブキャリア信号のそれぞれを変調し、複数の変調サブキャリア信号を出力するステップと、

複数の変調サブキャリア信号を加算して得られた信号を出力するステップと、

前記得られた信号を使用して前記コード・タイミング信号を変調し、前記変調タイミング信号を出力するステップと

をさらに備えることを特徴とする請求項57に記載の方法。

64. 前記複数のサブキャリア信号の1つを直接デジタル変調するステップをさらに備えることを特徴とする請求項57に記載の方法。

65. 前記複数のサブキャリア信号の1つを周波数変調するステップをさらに備えることを特徴とする請求項57に記載の方法。

66. データ信号を疑似雑音符号化して前記コード信号を発生するステップをさらに備えることを特徴とする請求項57に記載の方法。

67. リターンツーゼロ直接デジタル信号として前記データ信号をエンコードするステップをさらに備えることを特徴とする請求項66に記載の方法。

68. 疑似マンチェスター・エンコーディング、周波数偏移変調エンコーディング、 $n$ 相位相変調エンコーディング、位相振幅変調エンコーディングのうちの1つを使用して前記リターンツーゼロ直接デジタル信号をエンコードするステップをさらに備えることを特徴とする請求項67に記載の方法。

69. 前記情報信号を疑似雑音符号化するステップをさらに備えることを特徴とする請求項67に記載の方法。

70. 前記コード変調サブキャリア信号を線形化するステップをさらに備えることを特徴とする請求項67に記載の方法。

71. (1) 周期タイミング信号を供給するステップと、

(2) 情報信号を使用して前記周期タイミング信号を直接デジタル変調し、直接デジタル符号化タイミング信号を出力するステップと、

(3) サブキャリア信号を使用して前記直接デジタル符号化タイミング信号を変調し、変調符号化タイミング信号を出力するステップと、

(4) 前記変調符号化タイミング信号を使用してインパルス・ラジオ信号を生成し、前記周期タイミング信号の前記変調は前記インパルス・ラジオ信号のチャネル化とスペクトル・スムージングを提供するステップと

を備えることを特徴とするインパルス・ラジオ信号を送信するための方法。

72. さらなる情報信号を使用して前記サブキャリア信号を変調して、変調サブキャリア信号を出力し、前記変調サブキャリア信号を前記サブキャリア時間変調

器で使用する前記変調符号化タイミング信号を出力するステップをさらに備えることを特徴とする請求項71に記載の方法。

73. 符号化情報信号を使用して前記周期タイミング信号を時間変調し、前記直接デジタル符号化タイミング信号を出力するステップをさらに備えることを特徴とする請求項71に記載の方法。

74. 前記情報信号を擬似ランダム符号化するステップをさらに備えることを特徴とする請求項71に記載の方法。

75. 前記直接デジタル符号化タイミング信号を線形化するステップをさらに備えることを特徴とする請求項74に記載の方法。

76. 前記情報信号を擬似ランダム符号化するステップと前記直接デジタル符号化タイミング信号を線形化するステップは同時に実行されることを特徴とする請求項75に記載の方法。

77. リターンツーゼロ直接デジタル信号として前記情報信号をエンコードするステップをさらに備えることを特徴とする請求項71に記載の方法。

78. 擬似マンチェスター・エンコーディング、周波数偏移変調エンコーディング、 $n$ 相位相変調エンコーディング、位相振幅変調エンコーディングのうちの1つを使用して前記リターンツーゼロ直接デジタル信号をエンコードするステップをさらに備えることを特徴とする請求項67に記載の方法。

79. (1) 周期タイミング信号を使用してコード信号を発生するステップと、  
(2) 線形化コード・ソースを使用し前記コード信号とデータ信号に基づいて線形化変調タイミング信号を発生するステップと、

(3) 前記線形化変調タイミング信号で前記周期タイミング信号を変調して符号化タイミング信号を出力するステップと、

(4) 前記符号化タイミング信号を使用してインパルス・ラジオ信号を生成するステップと



を備えることを特徴とするインパルス・ラジオ信号を送信するための方法。

80. 前記データ信号を擬似ランダム符号化するステップをさらに備えることを特徴とする請求項79に記載の方法。

81. 前記データ信号を擬似ランダム符号化するステップおよび前記直接デジタル符号化タイミング信号を線形化するステップは、同時に実行されることを特徴とする請求項80に記載の方法。

82. リターンツーゼロ直接デジタル信号として前記データ信号をエンコードするステップをさらに備えることを特徴とする請求項79に記載の方法。

83. 擬似マンチェスター・エンコーディング、周波数偏移変調エンコーディング、 $n$ 相位相変調エンコーディング、位相振幅変調エンコーディングのうちの1つを使用して前記リターンツーゼロ直接デジタル信号をエンコードするステップをさらに備えることを特徴とする請求項82に記載の方法。

84. インパルス・ラジオ通信のためにデータ信号を直接デジタル・エンコードするための方法であって、

(1) 前記データ信号をリターンツーゼロ・エンコードして、直接デジタル・エンコードしたデータ信号を発生するステップと、

(2) 前記直接デジタル・エンコードしたデータ信号を擬似雑音符号化して、コード信号を発生するステップと、

(3) 前記コード信号を使用して周期タイミング信号を時間変調して符号化タイミング信号を出力し、前記周期タイミング信号の前記変調は、前記インパルス・ラジオ信号のチャンネル化とスペクトル・スムージングを提供するステップとを備えることを特徴とする方法。

85. 前記リターンツーゼロ・エンコードするステップは、擬似マンチェスター・エンコーディング、周波数偏移変調エンコーディング、 $n$ 相位相変調エンコーディング、位相振幅変調エンコーディングのうちの1つを備えることを特徴とする請求項84に記載の方法。

86. (1) デコード制御信号を供給するステップと、

(2) 周期タイミング信号を供給するステップと、

(3) 前記デコード制御信号と前記周期タイミング信号を使用して、デコード信号を発生するステップと、

(4) 前記デコード信号で受信したインパルス・ラジオ信号を相互相関して、ベースバンド信号を出力するステップと、

(5) 前記ベースバンド信号を復調して、復調された情報信号を出力するステップと

を備えることを特徴とするインパルス・ラジオ信号を受信するための方法。

87. 前記復調ステップは、前記ベースバンド信号を周波数復調して復調した情報信号を出力するステップを備えることを特徴とする請求項86に記載の方法。

88. 前記復調ステップは、前記ベースバンド信号を直接デジタル復調して復調した情報信号を出力するステップを備えることを特徴とする請求項86に記載の方法。

89. 前記直接デジタル復調ステップは擬似マンチェスター・デコーディングのステップをさらに備えることを特徴とする請求項88に記載の方法。

90. (1) デコード制御信号を供給するステップと、

(2) 周期タイミング信号を供給するステップと、

(3) 前記デコード制御信号と前記周期タイミング信号を使用して、デコード信号を発生するステップと、

(4) 前記デコード信号で受信したインパルス・ラジオ信号を相互相関して、ベースバンド信号を出力するステップと、

(5) 前記ベースバンド信号をローパス・フィルタして、複数のサブキャリア信号を出力するステップと、

(6) 前記複数のサブキャリア信号を復調して、複数の情報信号を出力するステップと

を備えることを特徴とするインパルス・ラジオ信号を受信するための方法。

91. (1) 周期タイミング信号を使用してコード信号を供給するステップと、

(2) 前記コード信号を使用して周期タイミング信号を時間変調して、符号化タイミング信号を出力し、前記周期タイミング信号の前記変調は、インパルス・

ラジオ信号のチャンネル化とスペクトル・スミージングを提供するステップと、

(3) 情報信号を使用してサブキャリア信号を変調し、変調サブキャリア信号を出力するステップと、

(4) 前記変調サブキャリア信号を使用して前記符号化タイミング信号を時間変調し、変調符号化タイミング信号を出力するステップと、

(5) 前記変調符号化タイミング信号を使用して前記インパルス・ラジオ信号を生成し、前記インパルス・ラジオ信号は時間的に隔たったモノサイクル・パルスを備えるステップと

によりインパルス・ラジオ信号を送信するステップと、

(6) デコード制御信号を供給するステップと、

(7) さらなる周期タイミング信号を供給するステップと、

(8) 前記デコード制御信号と前記さらなる周期タイミング信号を使用して、デコード信号を発生するステップと、

(9) 前記デコード信号で受信したインパルス・ラジオ信号を相互相関して、ベースバンド信号を出力するステップと、

(10) 前記ベースバンド信号を復調して、復調された情報信号を出力するステップと

により前記インパルス・ラジオ信号を受信するステップと

を備えることを特徴とするインパルス・ラジオ信号を通信するための方法。

92. 前記ベースバンド信号をローパス・フィルタしてエラー信号を出力するステップと、

前記周期タイミング信号を調節することにより前記エラー信号を用いて前記相互相関のロックを制御するステップと

をさらに備えることを特徴とする請求項86または91に記載の方法。

93. 周期タイミング信号を出力する時間ベースと、

サブキャリア信号にしたがって前記周期タイミング信号を時間位置変調して、サブキャリア時間位置信号を出力する変調器と

を有する送信器と、

受信したサブキャリア時間位置信号をデコード信号で相互相関してベースバンド信号を出力する相互相関器と、

前記相互相関器に接続されて前記ベースバンド信号を復調するための復調器手段と

を有する受信器と

の少なくとも一方を備えることを特徴とするインパルス・ラジオ通信装置。

#### 94. 時間ベースと、

前記時間ベースに接続されたコード・ソースと、

前記時間ベースおよび前記コード・ソースに接続されたサブキャリア変調器と

、  
前記時間ベース、前記コード・ソースおよび前記サブキャリア変調器に接続された出力段と

を備えることを特徴とするインパルス・ラジオ送信器。

#### 95. デコード・ソースと、

前記デコード・ソースに接続されたデコード・タイミング変調器と、

前記デコード・ソースおよびデコード・タイミング変調器に接続された相互相関器と、

前記相互相関器と前記デコード・ソースおよび前記デコード・タイミング変調器に接続されたサブキャリア復調器と

を備えることを特徴とするインパルス・ラジオ受信器。

## 【発明の詳細な説明】

## ウルトラ・ワイドバンド通信システムおよびその方法

## 発明の背景

## 発明の分野

本発明は通信分野に関し、さらに詳しくは、本発明はサブキャリアを使用するウルトラ・ワイドバンド・インパルス通信システムおよびその方法に関する。

## 関連技術

パーソナル通信機器、医療および軍事装置等のラジオ技術設計者は現在開発面で幾つかの困難に直面している。低電力消費、利用可能なスペクトルの再利用、チャンネル化およびコストが4つの主な問題である。

これらの問題は、インパルス・ラジオ通信（本明細書では以下インパルス・ラジオと称する）と呼ばれる最新の革命的技術で部分的には解消される。インパルス・ラジオは、ラリー・W・フラートンへの米国特許第4,641,317号（1987年2月3日発行）、第4,813,057号（1989年3月14日発行）、および第4,979,186号と、米国特許出願第07/368,831号（1989年12月18日受理）を含む一連の特許において最初に完全に記載されている。これらの特許明細書は、本明細書に参照により含まれるものである。

基本的なインパルス・ラジオ送信器は、平均パルス間隔(average pulse-to-pulse interval)が厳密に制御されている短いガウス・モノサイクル・パルス(Gaussian monocycle pulses)を放射する。パルス位置変調(pulse position modulation)は変調信号の瞬間的サンプル各々の値がパルスの時間的な位置を変調させるような時間変調のひとつの形態である。

インパルス・ラジオ通信では、パルス間隔は2つの要素、情報要素と擬似ランダム・コード要素(pseudo-random code component)とによりパルス毎に変化する。拡散スペクトル・システムは擬似ランダム・コードを用いて、通常はナローバンドの情報信号を比較的広い周波数バンドに拡散させる。拡散スペクトル受信器は、これらの信号を相関させて本来の情報信号を取り出す。拡散スペクトル・シ

システムとは異なり、インパルス・ラジオ通信用の擬似ランダム・コードは、モノサイクル・パルスそれ自体が本質的に広い情報バンド幅を備えているため、エネルギー拡散させる必要がない（以下でバンド幅と称する情報バンド幅は、幾つかの特徴について性能が特定の範囲内に収まるような周波数範囲である）。その代わりに、擬似ランダム・コードがチャンネル化、周波数領域でのエネルギー・スミージング、および妨害抵抗性(jamming resistance)のために使用されている。

インパルス・ラジオ受信器は相互相関フロントエンドを備えたホモダイン受信器である。フロントエンドはモノサイクル・パルスの電磁パルス列を一段でベースバンド信号へとコヒーレントに変換する（ベースバンド信号は基本的インパルス・ラジオ通信システムの基本的情報チャンネルで、情報バンド幅とも呼ばれる）。インパルス・ラジオ送信のデータ・レートは時間ベース(time base)として用いられる周期タイミング信号の数分の一である。各データビットの時間位置が周期タイミング信号の多数のパルスを変調する。これによりそれぞれ単一のデータビットについて同一のパルス列を含む変調符号化されたタイミング信号が得られる。インパルス・ラジオ受信器の相互相関器は多数のパルスを積分して送信情報を復元する。

電子分野の全ての態様と同じく、望まれるものはさらに小さく、低電力でさらにフレキシブルなシステムである。しかし、連続波(CW: continuous wave)ラジオ技術において一般に受け入れられている原理は、インパルス・ラジオ等の時間ドメイン・システムに簡単には適用されない。

以下で説明する基本概念の幾つかについての説明は多数の参考文献に見られ、Robert C. Dixon のSpread Spectrum Systems(拡散スペクトル・システム)(John Wiley & Sons, Inc., New York, 1984, 2nd ed.)やDon Torrieriの

Principles of Military Communication Systems (軍事通信システムの原理)(Artech House, Inc., Dedham Massachusetts, 1982, 3rd ed.)が挙げられる。

#### 発明の要約

本発明に係るインパルス・ラジオ通信システムは、1つまたはそれ以上のサブキャリアを使用してインパルス・ラジオ送信器からインパルス・ラジオ受信器へ

情報を通信する。1チャンネル・システムと、2チャンネル・システムと、3またはそれ以上のチャンネルのシステムを含む3種類のインパルス・ラジオ通信システムの実施例を説明する。代表的なラジオ周波数インパルス・ラジオ通信システムの応用には、セルラホン電話、無線電話、無線PBX／ローカル・エリア・ネットワーク、その他が含まれる。インパルス・ラジオ通信システムはウルトラ・ワイドバンド時間ドメイン・システムである。時間ドメインでの動作は以下の第2部で説明する一般的なインパルス・ラジオ理論にしたがう。サブキャリアの使用でインパルス・ラジオ送信を付加したチャンネル化、スムージング、忠実性(fidelity)を提供する。周波数または波形が異なるサブキャリアを(同時に)使用してインパルス・ラジオ信号のチャンネル化を追加できる。つまり、インパルス・ラジオ・リンクは、それぞれのチャンネルで別のサブキャリアを使用することにより多数の独立したチャンネルで同時に通信できる。

3種類のインパルス・ラジオ送信器の実施例を説明する。第1と第2の送信器実施例は、1つまたはそれ以上の情報信号を用いて周期タイミング信号を変調するサブキャリア発生器および変調器を含む。

第1の実施例によれば、インパルス・ラジオ信号の符号化(coding)は、変調されたサブキャリア信号で時間変調される前に周期タイミング信号によって実現される。

第2の実施例によれば、インパルス・ラジオ信号の符号化は、周期タイミング信号を時間変調するために使用する前に、変調されたサブキャリア信号を符号化することで実現される。

第3の送信器の実施例は、1つまたはそれ以上の情報信号を使用して、デジタルデータ信号の直接デジタル変調との組み合わせによる周期的タイミング信号の変調を行なうサブキャリア発生器および変調器を含む。この実施例では、変調されたサブキャリア信号は、直接デジタル変調された信号を時間変調するために使用される。

インパルス・ラジオ送信器は、一般に周期タイミング信号を発生する時間ベースを含む。時間ベースは、ナノ秒以下のタイミング要件を有する電圧制御発振回路

路または同様な回路を含む。周期タイミング信号をコードソースおよびコード時間変調器へ供給する。コードソースはほぼ直交する擬似ランダム雑音(PN: pseudo-random noise)コードを記憶するための記憶装置と、コード信号としてPNコードを出力するための手段とを含む。コードソースは周期タイミング信号をモニタしてコード信号をコード時間変調器へ同期させることができる。ひとつの実施例において、コード時間変調器は、コード信号を使用して、最終的に放射されるインパルス・ラジオ信号のチャンネル化およびスムージングのために周期タイミング信号を変調する。コード時間変調器の出力は符号化タイミング信号と呼ばれる。

符号化タイミング信号は、情報変調のためにサブキャリア時間変調器に供給される。従来のインパルス・システムでは、サブキャリアなしのベースバンド変調を使用していた。言い換えれば、情報それ自体が変調のために使用されていた。しかし、本発明においては、情報ソースがサブキャリア発生器および変調器へ情報信号を供給する。情報信号は音声、データ、画像、またはその他を表わすデジタルビット、アナログ信号、または合成信号を含むあらゆる種類のインテリジェンスとすることができる。

本発明のサブキャリア発生器および変調器は、情報信号で変調された変調サブキャリア信号を発生し、サブキャリア時間変調器へ変調されたサブキャリア信号を供給する。つまり、変調サブキャリア信号は、この例では符号化タイミング信号であるキャリアを変調するために、サブキャリア時間変調器で使用する。符号化時間信号のサブキャリア時間変調器による変調は、出力段へ送出される変調符号化タイミング信号を生成する。

出力段はトリガとして変調符号化したタイミング信号を用いてモノサイクル・パルスを生成する。ラジオ周波数の実施例では、モノサイクル・パルスはアンテナに接続してある送信線経由で送信アンテナへ送出される。モノサイクル・パルスは送信アンテナで伝搬電磁パルスに変換される。送信信号は伝搬媒体、例えばラジオ周波数の実施例では空气中を介して、インパルス・ラジオ受信器へ伝搬する。好適実施例において、放射信号はワイドバンドまたはウルトラ・ワイドバン



ド信号である。放射信号のスペクトルはモノサイクル・パルスのフィルタリングによって変調できる。このフィルタリングで、時間ドメインにおいて各モノサイクル・パルスが多く为零交差を有するようになる。この場合、インパルス・ラジオ受信器は、効率的であるためには相互相関器で同様の波形を用いる必要がある。

幾つかのインパルス・ラジオ受信器の実施例が存在する。それぞれのインパルス・ラジオ受信器は一般に、相互相関器 (cross correlator)、デコード・ソース、デコード・タイミング変調器および調整可能時間ベースと、サブキャリア・デコードを含む。

デコード・ソースはインパルス・ラジオ信号を通信するインパルス・ラジオ送信器で使ったPNコードに対応するデコード制御信号を生成する。調整可能な時間ベースは、受信した (インパルス・ラジオ) 信号のそれぞれのパルスと実質的に等価な波形を有するテンプレート信号パルス列を含む周期タイミング信号を生成する。

デコード・タイミング変調器は、デコード制御信号を用いて周期タイミング信号を時間的に位置付け、デコード信号を発生する。デコード信号は送信器の既知のPNコードと時間的に一致することになるので、受信した信号を交差相関器で検出できるようになる。

デコード信号は、受信した信号と一致するように設計された波形を有するテンプレート信号を発生するために使用する。テンプレート信号は送信器の既知のPNコードにしたがって時間的に位置合わせされ、受信した信号で相互相関される。連続的な相互相関出力信号が積分されて雑音のないインパルス・ラジオ信号を復元する。このようにして取り出すと、信号を復調してサブキャリアを除去し

情報信号を得ることができる。

ベースバンド信号もローパス・フィルタへ入力される。ローパス・フィルタを含む制御ループを用いてエラー信号を発生し、調整可能な時間ベースに対する細かい位相調整を提供し、受信した信号の位置に対して周期タイミング信号を時間的に配置する。

好適実施例において、インパルス・ラジオのサブキャリアはベースバンド信号をもっと高い周波数に変換（またはシフト）する。サブキャリア発生および変調器は、周波数変調（FM）技術、振幅変調（AM）、位相変調、周波数変移変調（FSK: frequency shift keying）、位相変移変調（PSK: phase shift keying）、パルスFMその他によって、情報信号により変調される信号を発生する。

。

他の非正弦波および／または非連続波形も、本発明との関連においてサブキャリアとして使用できる。変調したサブキャリア信号は、符号化タイミング信号または周期タイミング信号のパルスの位置を時間変移させるために使用する。つまり、出力段をトリガする信号はパルス位置変調パルス列である。別の実施例において、マンチェスター(Manchester)符号化を使用する直接デジタル変調をサブキャリアとして使用する。これらのサブキャリア技術の組み合わせについても説明する。

変調転移関数(modulation transfer function)として相互相関関数を用いると、受信器出力を入力振幅の非線形関数とする効果がある。ベースバンド変調では、これは望ましくないことである。しかし、FM、AM、FSK、PSK、およびマンチェスター等のサブキャリアでは、高調波がフィルタされることであらゆる歪みが排除される。このようなフィルタリングはベースバンド変調を用いる場合に、ベースバンドに高調波があるため、高調波を除去できず、そのため信号を復元できない。

サブキャリアの追加はまた、ベースバンド変調単独の場合と比較して、広いバンド幅および良好なS/N比のかたちで付加的忠実性を提供する。この利点はサブキャリアが本質的に情報を雑音に対して強くするという事実に帰属している。サブキャリア実施例は、高信頼度の音声、データ、および／または画像通信にお

いてベースバンド雑音を減少することにより、低い信号圧縮と低い信号歪みを提供する。

相互相関器を使用する変調での直線性の要件は、本発明のサブキャリア技術を使用することにより大幅に緩和される。インパルス・ラジオでのサブキャリアの

使用はまた、ベースバンド変調と比較して、非線形変調伝達関数による高調波歪みも改善する。変調伝達特性は低歪スピーチまたは音楽をうまく伝達するために極端に直線的である必要がある。これは非サブキャリア・ベースバンド・インパルス・システムにおいては実現が極めて難しい。

本発明の前述のおよびその他の特徴および利点は添付の図面に図示してあるように、本発明の好適実施例についてのさらに詳しい以下の説明から明らかとなるう。

#### 図面の簡単な説明

図1 Aおよび図1 Bは、時間および周波数ドメインそれぞれでの本発明による2 GHz 中心周波数モノサイクル・パルスを示す。

図2 Aおよび図2 Bは、時間および周波数ドメインそれぞれでの本発明による1 ナノ秒パルスをもつ1 mpps システムを示す。

図3は、本発明による変調に比例してパルス反復間隔(PRI)を変化させる変調信号を示す。

図4は、本発明による周波数ドメインでのエネルギー分布における擬似ランダム・ディザの影響を示すプロットである。

図5は、本発明によるインパルス・ラジオ信号にナローバンド正弦波(干渉)信号を重ね(overlaying)した結果を示す。

図6は、本発明によるインパルス・ラジオ受信器の相互相関器伝達関数を示す。

図7は、本発明によるインパルス・ラジオ・マルチパス効果を示す。

図8は、本発明によるマルチパス・パルスの位相を示す。

図9は、本発明によるひとつのサブキャリア・チャンネルを使用するインパルス・ラジオ電気システムの略ブロック図を示す。

図10は、本発明によるインパルス・ラジオ通信システムのインパルス・ラジオ送信器を示す。

図11は、本発明によるインパルス・ラジオ送信器の別の実施例を示す。

図12は、本発明による別の送信器実施例を示す。

図13は、本発明によるさらに別の実施例を示す。

図14は、本発明によるインパルス・ラジオ受信器を示す。

図15は、本発明による受信器1400との関連において受信信号に対応するパルスの代表的なプロットを示す。

図16は、本発明による相互相関処理を示す。

図17は、本発明による3つのサブキャリア発生器／変調器を有するインパルス・ラジオ送信器の概略図を示す。

図18は、本発明による相互相関器とこれに後続する複数のアナログFM復調ブランチを示す代表的なアナログ実施例である。

図19は、本発明によるデジタル実施例を示す。

図20は、本発明による従来のバイナリ時間遅延発生器について遅延時間（ピコ秒単位）とバイナリ（すなわち数値）入力値を示すプロットである。

図21は、本発明による前述の線形化方式を示す高レベル・ブロック図である。

図22は、本発明による線形化ROM2110を示す機能図である。

図23は、本発明による組み合わせPNコードと線形化EPROMを示す。

図24は、本発明によるインパルス・ラジオ受信器のさらなる実施例を示す。

図25Aから図25Hは、本発明による図24で番号をつけた各種信号の時間（t）対電圧のプロットである。

図26および図27は、それぞれ本発明による、典型的な擬似マンチェスター符号化と復号の波形を示す。

図28は、本発明によるインパルス・ラジオ受信器で実行されるロックを必要とする演算の高レベル・ブロック図である。

図29は、本発明による3メートルで測定した信号ならびに周辺信号を示す。

図30は、本発明による自由空間範囲とビットレートの間での投影されたトレードオフの特定の例を示す曲線である。

図31は、本発明による時間ドメインでのマルチパス・インパルス信号を解像するのが簡単であることを示す。

図面において、同じ参照番号は同一のまたは機能的に類似したエレメントを示す。さらに、参照番号の一番左の数値はその参照番号が最初に現れた図面を表わしている。

### 好適実施例の詳細な説明

#### 目次

#### I. 概要

#### II. 技術的基盤

- II.1 ガウス・モノサイクル
- II.2 パルス列
- II.3 変調
- II.4 エネルギー・スムージングとチャンネル化のための符号化
- II.5 受信および復調
- II.6 妨害抵抗性
- II.7 処理利得
- II.8 容量
- II.9 マルチパスおよび伝搬

#### III. サブキャリアの発明

- III.1 動作理論
- III.2 1チャンネルでのベースバンド単独での改良
  - III2.a 送信器
  - III2.b 受信器
- III.3 2またはそれ以上のサブキャリア・チャンネル  
(例：音声、デジタルデータ、および制御情報)

#### IV. 時間変調器

#### V. 線形化

- V.1 送信器
- V.2 受信器

#### VI. 擬似マンチェスター変調

## VII. ロック取得方式

## VIII. 実世界での性能

## IX. 結論

## I. 概要

インパルス・ラジオ通信システムは、時間ドメインで動作し、1つまたはそれ以上のサブキャリアを使用してチャンネル化、スムージング、および忠実性を提供するウルトラ・ワイドバンド時間ドメイン・システムである。単一のインパルス・ラジオ送信（例えばリンク）は、それぞれのチャンネルで別のサブキャリアを使用することにより、同時に独立した多数チャンネルを通信できる。

本発明によるインパルス・ラジオ送信器は、周期タイミング信号または符号化タイミング信号を時間配置する変調サブキャリアを使用する。これ以外にも、符号化タイミング信号を変調サブキャリアと混合（または加算）し、得られた信号を周期タイミング信号の時間変調に使用することができる。データの直接デジタル変調は、インパルス・ラジオ信号のサブキャリア変調の別の態様である。直接デジタル変調は、周期タイミング信号の時間変調に単独で使用できる、または直接デジタル変調した周期タイミング信号をさらに1つまたはそれ以上の変調サブキャリア信号で変調できる。

本発明によるインパルス・ラジオ技術は無線通信用途に広く応用可能である。インパルス・ラジオは連続波(CW: continuous wave)キャリアによるシステムではないため、サブキャリアの使用はエレガントで、時間ドメインのインパルス・ラジオ設計への非直感的追加である。S/N比は、非サブキャリア・インパルス・ラジオ送信に比較して大幅に改善される。

最初に、インパルス・ラジオ通信システムへのサブキャリアの追加は冗長に思われる。しかし、インパルス・ラジオ・システムでの情報変調とPNコード・スムージングに対するサブキャリア変調の階層化はエレガントな結果を招来する。

インパルス・ラジオは一般に：短い持続パルス、代表的には50MHzから10GHz（ギガヘルツ）の間の中心周波数；中心周波数の100%以上のウルトラ・ワイドバンド幅；低利得アンテナであっても、平均1ミリワット以下の電力

レベルで数マイルに渡る包括範囲；極めて低い電力スペクトル密度；他の複雑なラジオ設計とくに拡散スペクトル・システムに比べて低いコスト；他のシステ

ムからの妨害やマルチパス・フェーディングに極めて抵抗性が強い、という特徴がある。

さらに、インパルス・ラジオは、桁はずれの対マルチパス性を有し、特に拡散スペクトル・ラジオに比べて比較的簡単かつ低コストで製造できる。インパルス・ラジオ・システムは既存の従来型ラジオより実質的に少ない電力しか消費しない。さらに、インパルス・ラジオ・システムは既存のポータブル電気通信トランシーバより占有容積が少ない。

こうした特性のため、インパルス・ラジオは、パーソナル通信システムや屋内通信システムを含め、広い範囲の用途で最適な技術である。

以下の第II部から第VIII部の各セクションは本発明の詳細な説明である。

第II部は、技術的基盤に関連し、読者にインパルス・ラジオ概念の導入、および通信理論のその他の関連した側面を提供する。この部分には、ガウス・モノサイクル・パルス、ガウス・モノサイクル・パルスのパルス列、変調、符号化、およびこれらの概念の定量的特性に関連した節が含まれる。

第III部は、インパルス・ラジオ通信システムでのサブキャリアの使用に関連する。この部分は、インパルス・ラジオ送信器と受信器でのサブキャリアの動作理論に関連した節を含む。ベースバンド単独に対して改良した1チャンネルの実施例と、2またはそれ以上のサブキャリア・チャンネルの実施例とを説明するように説明を分けてある。

第IV部は、コード時間遅延、サブキャリア時間遅延、およびこれら両方の組み合わせに使用される時間変調器に関する。時間変調器をサブキャリア・インパルス・ラジオ通信に使用するための幾つかの実施例の動作と構造を説明する。

第V部は、インパルス・ラジオ送信器と受信器の両方での時間変調器の線形化に関する。時間変調器の線形化により、インパルス・ラジオ送信器と受信器はインパルス・ラジオ通信で必要な精度を有する時間遅延を生成できる。

第VI部は、インパルス・ラジオ通信を使用するデジタルデータの変調のための

擬似マンチェスター符号化に関する。

第VII部は、インパルス・ラジオ受信器がインパルス・ラジオ信号のロックを取得し維持する、ロック取得方式に関する。

第VIII部は、プロトタイプの実験により発明者が集めたデータを参照して実世界のインパルス・ラジオ通信システムの性能を説明する。

## II. 技術的基盤

このセクションは技術的基盤に関連し、読者にインパルス・ラジオ概念の導入、および通信理論のその他の関連した側面を提供する。このセクションにはガウス・モノサイクル・パルス、ガウス・モノサイクル・パルスのパルス列、変調、符号化、およびこれらの概念の定量的特性に関連した節が含まれる。

インパルス・ラジオ送信器は厳密に制御された平均パルス間隔を有する短いガウス・モノサイクル・パルスを放射する。インパルス・ラジオ送信器では20から0.1ナノ秒(ns)の間のパルス幅、また2から5000ナノ秒の間のパルス間隔を使用する。これらの狭いモノサイクル・パルスは本質的にワイドバンド周波数特性を有している。

インパルス・ラジオ・システムはパルス位置変調を使用し、実際のパルス間隔は2つの要素、情報要素と擬似ランダムコード要素とによりパルス毎に変化する。拡散スペクトル・システムとは異なり、擬似ランダムコードは、エネルギー拡散には必要とされず（インパルスそれ自体が本質的にワイドバンドであるため）、チャンネル化や、周波数ドメインでのエネルギー・スプリーディング、対妨害性のために必要とされる。

インパルス・ラジオ受信器は相互相関器フロントエンドを備えたホモダイン受信器である。フロントエンドは1段で電磁パルス列をベースバンド信号へコヒーレントに変換する。インパルス・ラジオ受信器は多数のパルスを積分して送信された情報の各ビットを復元する。

### II.1 ガウス・モノサイクル

インパルス・ラジオ技術でもっとも基本的な要素はガウス・モノサイクルの実装で、これは本明細書においてガウス・モノサイクル・パルスと称する。ガウス



・モノサイクルはガウス関数の1次導関数である。図1Aと図1Bには、時間

および周波数ドメインにおいて中心周波数2GHzの（すなわちパルス幅0.5ナノ秒の）モノサイクル・パルスを示してある（それぞれ102と104を参照）。（現実の実用化では完全なガウス・モノサイクルの送信を防止する。周波数ドメインにおいて、これは信号バンド幅のわずかな減少となる）これらのモノサイクルは時としてインパルスと呼ばれ、正弦波でゲートされない。

ガウス・モノサイクル波形は本質的に広いバンド幅の信号で、中心周波数とバンド幅は完全にパルス幅に依存する。時間ドメインにおいて、ガウス・モノサイクルは数学的に次式で記述される：

$$V(t) = A \frac{\sqrt{2}e}{\tau} t e^{-\frac{t^2}{\tau^2}} \quad (1)$$

ここで、Aはパルスのピーク振幅、

tは時間、

$\tau$ は時間遅延定数

周波数ドメインで、ガウス・モノサイクルのエンベロープは、

$$V(\omega) = A \omega \tau^2 \sqrt{2\pi} e^{-\frac{\omega^2 \tau^2}{2}} \quad (2)$$

したがって、中心周波数は、

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau} \text{ Hz} \quad (3)$$

cに関して、3dB下がった点（電力）は、

$$f_{\text{lower}} = 0.319 c ; f_{\text{upper}} = 1.922 c. \quad (4)$$

つまり、バンド幅は中心周波数の約160%である。 $\tau$ はパルス幅も定義するので、パルス幅は中心周波数とバンド幅の両方を指定する。実際には、モノサイクル・パルスの中心周波数は大まかにこの長さの往復であり、このバンド幅は大まかに中心周波数の1.6倍に等しい。したがって、図1Aと図1Bに図示

してある「0.5ナノ秒」のパルスでは、

$$f_c = 2.0 \text{ GHz}; \quad \Delta f_c = 3.2 \text{ GHz} \quad (5)$$

となる。

## II.2 パルス列

インパルス・ラジオ・システムでは信号パルスではなくパルス列を通信に使用する。第III部で詳細に説明するように、インパルス・ラジオ送信器は情報の各ビットについてパルス列を発生し出力する。

発明者が作成したプロトタイプは毎秒0.7から10メガパルス (mpps、ここで各メガパルスは10の6乗パルス) の間のパルス反復周波数を有する。図2Aと図2Bは1mppsシステムの図面で、(未符号化、未変調の)1ナノ秒パルスを時間および周波数ドメインに有する(それぞれ102、104を参照)。周波数ドメインでは、この高い一定のパルス列がエネルギー・スパイク(くし状の線204)を1MHz間隔で発生する。つまり、すでに低い電力がくし状の線204の間に拡散している。このパルス列は情報を伝送せず、エネルギー・スパイクの定常性により、短距離で従来のラジオ・システムと干渉することがある。

インパルス・ラジオ・システムはデューティサイクルが非常に低く、平均電力時間ドメインは時間ドメインでのピーク電力より顕著に低い。図2Aおよび図2Bの例では、例えば、インパルス送信器は時間の0.1%で動作する(すなわち、マイクロ秒( $\mu$ s)あたり1ナノ秒)。

パルス列を変調して、インパルス・ラジオ・システムが実際に情報を通信できるようにするには、さらに処理が必要である。追加処理は、周波数ドメインでのエネルギー分布を平滑化して、インパルス・ラジオ送信(例えば信号)が従来のラジオ・システムと最小限しか干渉しないようにする。

## II.3 変調

振幅および周波数/位相変調は、インパルス通信のこの特定の形態には適していない。唯一の適切な選択はパルス位置変調で、受信器でマッチト・フィルタ(すなわち相互相関器)を使用できる。図3に図示したように、変調信号は変調に

比例してパルス反復間隔(PRI : pulse repetition interval)を変化させる。

変調信号が3つのレベルを有している場合、第1のレベルはパルス生成を公称位置から $\delta$ ピコ秒(ps)だけ前向きにシフトさせる。第2のレベルは公称位置から全くパルス位置をシフトさせない。第3のレベルは $\delta$ psだけパルスを遅延させる。これはデジタル変調方式となる。アナログ変調では $\text{PRI} - \delta$ および $\text{PRI} + \delta$ のあいだで連続的のシフトが可能である。インパルス・ラジオ・システムでは、 $\delta$ の最大値は $t/4$ で、 $t$ はパルス時間である。

周波数ドメインでは、パルス位置変調が多くの周波数にエネルギーを分散する。例えば、1 mppsのシステムの場合、変調ディザ(d)が100psだとすると、PRIは1,000,000ヘルツ(Hz)、また追加の周波数成分は、999,800.04Hz、999,900.01Hz、1,000,100.01Hz、1,000,200.04Hzとなる。(ディザはインパルス・ラジオ通信の用語で、時間的なパルス位置を移動させる。)送信エネルギーは周波数ドメインで多くのスパイク(くし形の線)の間に分散する。合計の送信エネルギーが一定のままの場合、それぞれの周波数スパイクでのエネルギーは、可能なパルス位置の数が増加する程減少する、すなわち、周波数ドメインにおいて、エネルギーはさらにスムーズに分散する。

#### II.4 エネルギー・スムージングとチャンネル化のための符号化

受信器は相互相関器であるため、100%変調に必要な時間位置変調の量は $f_c/4$ の逆数で計算される( $f_c$ は中心周波数)。中心周波数1.3GHzのモノサイクルでは、例えば、これは $\pm 157$ (ps)の時間位置変調に対応する。このレベルの時間ディザでのスペクトル・スムージング効果は無視できる。

インパルス・ラジオは、変調ディザより非常に大きな大きさで各パルスにPNコード・ディザを印加することにより、最適なスムージングを実現する。図4は周波数ドメインでのエネルギー分布に対する擬似ランダム・ディザの影響を示すプロットである。図4は、図2Bと比較した場合、未符号化信号に対して256位置のPNコードを用いる影響を示している。

PNディザリングは、チャンネル化も提供する(チャンネル化は通信バスを多

数のチャンネルに分割するために使用される手法である)。未符号化システムでは、独立した送信器の間の識別は非常に難しい。PNコードは、コードそれ自体が比較的直交する場合(すなわち、相関が低いおよび/または使用するコードの間の干渉が低い場合)チャンネルを作成する。

## II.5 受信および復調

明らかに、多数のインパルス・ラジオ・ユーザが限られた領域に存在する場合相互干渉が発生し得る。さらに、PN符号は、ユーザ数が増加するほど干渉を少なくするが、一人のユーザのシーケンスからの個々のパルスが別のユーザのシーケンスからのパルスと同時に受信される確立は増加する。うまい具合に、本発明によるインパルス・ラジオの実現はすべてのパルスの受信に依存しない。インパルス・ラジオ受信器は、多数のパルスの統計的サンプリングを使用する(RFレベルでの)相関、同期受信機能を実施して送信情報を復元する。

インパルス・ラジオ受信器は典型的には200またはそれ以上のパルスを積分して復調出力を取り出している。受信器が積分を行なう最適なパルス数は、パルス・レート、ビットレート、妨害レベル、範囲を含む多数の変数に左右される。

## II.6 妨害抵抗性

チャンネル化およびエネルギー・スプreading以外に、PN符号化は、他のインパルス・ラジオシステムを含めた全てのラジオ通信システムからの妨害に対してインパルス・ラジオの抵抗性を高める。これは、インパルス信号が占有する帯域内で何らかの他の信号がインパルス・ラジオへの妨害源として作用する場合に必須である。インパルス・システムで利用可能な未割当の1GHz以上のバンドが存在するので、有害な影響なしに他の従来およびインパルス・ラジオとスペクトルを共有する必要がある。PNコードは、意図したインパルスの送信および他からの送信の間でインパルス・システムによる識別を支援する。

図5はインパルス・ラジオ信号504に重畳したナローバンド正弦波妨害(干渉)信号502の結果を示す。インパルス・ラジオ受信器で、相後相関器への入力はこのナローバンド信号502ならびに受信したウルトラ・ワイドバンド・インパルス・ラジオ信号504を含む。PN符号化なしの場合、相互相関器は妨害

信号がインパルス・ラジオ受信器に顕著な障害を発生するような定常性で妨害信号502をサンプリングしてしまう。しかし、送信されたインパルス信号がPNコード・ディザで符号化されると（またインパルス・ラジオ受信器が同一のPNコード・ディザと同期していると）、妨害信号をランダムにサンプリングする。本発明によれば、多数のパルスにわたる積分は妨害の影響を打ち消してしまう。

統計的に、受信処理の時間的な擬似ランダム化は、（妨害信号について）平均がゼロのランダムに分散した値のストリームを発生する。妨害源の影響を排除するのに必要なことは、十分なパルスにわたってサンプリングを行い（即ち、十分に大きなパルス数にわたって積分して）妨害信号の影響をゼロに近づけることである。

## II.7 処理利得

インパルス・ラジオは大きな処理利得のため対妨害性である。拡散スペクトル・システムでは、処理利得の定義は、ワイドバンド通信を使用する場合のチャンネル干渉の減少を定量化するもので、情報信号のバンド幅に対するチャンネルのバンド幅の比率である。例えば、10kHzの情報バンド幅で16MHzのチャンネル・バンド幅を有する直接シーケンス拡散スペクトル・システムでは1600または32dBの処理利得が得られる。しかし、同じ10kHzの情報バンド幅と2GHzのチャンネルバンド幅のインパルス・ラジオ・システムではさらに大きな処理利得が得られ、処理利得は200,000または53dBである。

デューティ・サイクル（例えば0.5%）は28.3dBの処理利得が得られる。（処理利得は一般に受信した情報信号のバンド幅に対する受信信号のバンド幅の比である）多数パルスにわたる積分から情報を復元する（例えば200パルスにわたる積分）ための効果的オーバーサンプリングでは28.3dBの処理利得が得られる。つまり、毎秒50キロビット（kbps）を送信する10mppsリンクで2GHzを割ると、49dBの処理利得が得られる（即ち、パルス幅0.5ナノ秒をパルス反復間隔100ナノ秒で割ると0.5%のデューティ・サイクルが得られ、50,000bpsで10mppsを割るとビットあたり200パルスとなる）。

## II.8 容量

インパルス・ラジオ・システムがセルあたり数千の音声チャンネルを有することが理論的分析で示唆される。インパルス・ラジオ・システムの容量を理解するには、相互相関器の能力を注意深く検証する必要がある。図6は「相互相関器伝達関数(cross correlater transfer function)」602を示す。これは、任意の受信パルスについてインパルス・ラジオ受信器相互相関器の出力値を表わしたものである。604に図示してあるように、相互相関器の出力は、パルスが相互相関ウィンドウ606の外側に到着する場合0ボルトである。受信パルス608がウィンドウを通してスライドすると、相互相関器出力が変化する。

パルスがウィンドウの中心より $\tau/4$ だけ先にある時最大値になり（例えば1ボルト）、中心より $\tau/4$ だけ後にある時最小値（例えば-1ボルト）になる。

意図した送信器とシステムが同期している場合、相互相関器出力は（送信器の変調の関数として） $\pm 1$ ボルトの間の振幅を有する。他の帯域内送信により相互相関器の出力値に変化が起こる。この変化はランダム変数で、平均値0のガウス・ホワイトノイズ信号としてモデル化できる。干渉の個数が増加すると直線的に変化が増加する。多数のパルスにわたって積分することにより、受信器は送信された信号の変調値の推定を発生する。つまり、

$$\text{Variance of the Estimate} = \frac{N\sigma}{\sqrt{Z}} \quad (6)$$

ここで、 $N$ =干渉数、

$\sigma$ は、単一の相互相関に対する干渉全部の変化、

$Z$ は、受信器が積分して変調を復元するためのパルス数。

これは同時ユーザ数が増加する場合に通信システムで良好な関係であり、（急激にではなく）徐々にリンクの品質が劣化する。

## II.9 マルチパスおよび伝搬

正弦波システムの悩みであるマルチパス・フェーディングは従来のラジオ・システムに対するより、インパルス・システムに対する方が大幅に小さい（数桁小

さい) 問題である。実際に、セルラ通信で顕著なレーリー・フェーディングは連続波の現象であり、インパルス通信の現象ではない。

インパルス・ラジオ・システムでマルチパス効果が現われるためには特別な条件が揃う必要がある。分散したパルスが通るパス長は光速×パルス幅より小さくなる、および/または送信器で連続的に(シーケンスとして)放射されるパルスが同時に受信器に到着する必要がある。

1 ナノ秒パルスの前者の場合、0.3メートルまたは1フィートに等しい(即ち1ナノ秒×300,000,000m/秒)。(図7参照。この場合「パス1」を通るパルスは、直接パスのパルスよりパルス幅の半分だけ後で到着する)。

1メガパルス毎秒の後者の場合、余分な300、600、900メートル等を伝わるのと等しいことになる。しかし、個別のパルス各々は擬似ランダム・ディザを受けるため、これらのパルスは相関しない。

これらの間隔の間を伝わるパルスは自己干渉を起さない(図7において、パルス伝送パス2で図示してある)。一方で、もっとも細長い楕円で図7に図示してあるように、パルスがグレージング・パス(grazing path)を伝わり、インパルス・ラジオのマルチパス効果をつくり出す。

図8の802に図示してあるように、マルチパス・パルスがさらにパルス幅の半分の幅だけ進行すると、受信信号の電力レベルを増加させる(マルチパス・パルスの位相は反射表面により反転する)。パルスがさらにパルス幅の半分以下進行すると、804に示してあるように、破壊的干渉を作り出す。例えば1ナノ秒のパルスでは、マルチパス・パルスが0から15センチメートル(0から6インチ)の間進行すると、破壊的干渉が発生する。

インパルス・ラジオ・システムのテスト(インパルス・レーダのテストを含む)では、マルチパスは実際の運用においてなんら大きな問題にならないことが示唆されている。さらに、もっと短いパルス幅も想定され、この場合には破壊的干渉の確率がさらに減少する(破壊的干渉に必要な反射パス長が短くなるため)。

### III. サブキャリアの発明

このセクションはインパルス・ラジオ通信システムでのサブキャリアの使用に

関連する。このセクションは、インパルス・ラジオ送信器および受信器におけるサブキャリアの動作理論に関連したサブセクションを含む。ベースバンド単独に

対して改良した1チャンネルの実施例と2またはそれ以上のサブキャリア・チャンネルの実施例とを説明するように説明を分けてある。

### III.1 動作理論

本発明によれば、追加のチャンネルか、スムージング、および忠実性のために1つまたはそれ以上のサブキャリアを含むように開発された。以下のウルトラ・ワイドバンド時間ドメイン・インパルス・ラジオ通信アーキテクチャは、第II部で説明した一般インパルス・ラジオ理論にしたがって動作する。以下の3つの特定の実施例、1チャンネル・システム、2チャンネル・システム、および3またはそれ以上のチャンネル・システムを説明する。

以下で説明する3つのインパルス・ラジオ受信器の実施例は、制限としてではなく、本発明を説明するための例として用いられ、当業者が本発明を作成使用できる。これらの技術は少なくとも、通信、ディスクリット・アナログ、デジタル、および集積回路の設計と実装、デジタル信号処理、PNコード理論の分野を含む。各種エレメントおよびブロックを実現することは、当該技術に熟練したものには明らかであろう。

### III.2 1チャンネルでのベースバンド単独での改良

このセクションは、ベースバンド単独での性能を改善した1チャンネルのサブキャリア・チャンネルを使用するインパルス・ラジオ通信アーキテクチャを説明する。本発明に係るラジオ周波数(RF: radio frequency)実施例はもともと一般的である。典型的なRFインパルス・ラジオ・システムの応用は、セルラホン電話、無線電話、無線PBX/ローカル・エリア・ネットワーク、その他を含む。

RFインパルス・ラジオ信号の、信号が送信器から受信器へ進む過程として定義される伝搬は、典型的には空気または空間を介して送信アンテナから受信アンテナへである。これは無線RFインパルス・ラジオとして考慮される。インパルス・ラジオに好適なアンテナは、米国特許出願第07/368, 831号に完全



に説明されている。

しかし、本発明は同軸ケーブルを経由した送信にも適している。この実施例では、送信および受信アンテナが除外される。

ひとつのサブキャリア・チャンネルを使用するインパルス・ラジオ電気システムの代表的ブロック図が図9に図示してある。単一のサブキャリア・ウルトラ・ワイドバンド・インパルス・ラジオ・チャンネルを使用する送信器901と受信器903が図示してある。送信器901と受信器903は例えば空気、空間、またはその他のウルトラ・ワイドバンド信号を伝搬することのできる媒体等の伝搬媒体905で隔てられている。送信されたインパルス・ラジオ信号907は伝搬媒体905を経由して送信器901から受信器903へ伝搬する。

### III.2.a 送信器

1つのサブキャリア・チャンネルを有するインパルス・ラジオ通信システムのインパルス・ラジオ送信器の好適実施例について、図10を参照して説明する。

送信器901は、周期タイミング信号1004を生成する時間ベース1002を含む。時間ベース1002は、ピコ秒程度の高いタイミング制度を有する電圧制御発振回路または同様の回路を含む。VCO中心周波数を調節する電圧制御は、送信器の非分周パルス反復レートを定義するために使用する所望の中心周波数に較正時にセットされる。周期タイミング信号1004はコード・ソース1006とコード時間変調器1008へ供給される。

コード・ソース1006は、直交PNコードを記憶するためとコード信号1010としてPNコードを出力するための、ランダム・アクセス・メモリ(RAM)、リード・オンリー・メモリ(ROM)等の記憶装置を含む。これ以外に、最大長シフトレジスタを使用してPNコードを生成できる。コード・ソース1006は周期タイミング信号1004をモニタしてコード信号1010をコード時間変調器1008に同期させることができる。コード時間変調器1008はコード信号1010を用いて、最終的に放射される信号1012のチャンネル化とスムージングのために周期タイミング信号1004を変調する。コード時間変調器1008の出力は符号化タイミング信号1014と呼ばれ

る。

符号化タイミング信号1014は、これの情報変調のためにサブキャリア時間変調器1016へ供給される。従来のインパルス・システムでは、情報変調は、情報それ自体を変調ソースとして使用して行われていた。しかし本発明では、情報ソース1018が、サブキャリア発生器および変調器1022へ情報信号1020を供給する。情報信号1020は、音声、データ、画像等を表わすデジタル・ビット、アナログ信号、または合成信号を含むなんらかの種類のインテリジェンスとすることができる。符号化タイミング信号1014とサブキャリア時間変調器1016の両方とも、関連技術に熟練したものには明らかなように、電圧、電流、またはデジタルソースを変調入力として使用して実施できる。

ディクソン(Dixon)が定義したように、サブキャリアは「キャリア変調とは独立した情報で変調され、キャリアを変調するようなキャリア」である。本発明のサブキャリア発生器および変調器1022は情報信号1020で変調される変調サブキャリア信号1024を生成し、変調サブキャリア信号1024をサブキャリア時間変調器1016へ供給する。つまり、変調サブキャリア信号1024は、この場合には、符号化タイミング信号1014であるキャリアを変調するためにサブキャリア時間変調器1016が使用する。サブキャリア時間変調器1016による符号化タイミング信号1014の変調は変調符号化したタイミング信号1026を生成し、これが出力段1028へ送出される。

出力段1028は、トリガとして変調符号化したタイミング信号1026を使用して電氣的モノサイクル・パルスを生成する。電氣的モノサイクル・パルスは、送信線1032を経由して送信アンテナ1030へ送出される。電氣的モノサイクル・パルスは送信アンテナ1030によって伝搬する電磁パルスに変化する。本実施例において、電磁パルスは放射信号1012と呼ばれ、ラジオ周波数実施例においては、空気等の伝搬媒体905を介してインパルス・ラジオ受信器（図示していない）へ伝搬する。好適実施例において、放射信号1012はワイドバンドまたはウルトラ・ワイドバンド信号である。しかし、放射信号1012は、モノサイクル・パルスのフィルタリングによりスペクトル変調できる。このバンドパス・フィルタリングで各々のモノサイクル・パルスは、時間ドメインに

において多くのゼロ交差を有するようになる。この場合、インパルス・ラジオ受信器は、効果的にするため相互相関器において同様の波形を使用する必要がある。

サブキャリア発生器および変調器「段」1022の送信器901への追加は多くの利点を有する。情報信号により変調されたサブキャリアは、さらなるチャンネル化およびスムージングをシステムに提供して、多くの新規で別個のインパルス・ラジオ・チャンネルの追加ができる。サブキャリアの付加は、ベースバンド変調単独の場合と比較して、さらなるバンド幅と良好な信号対雑音比のかたちで情報信号1020へさらに忠実性を提供する。

インパルス・ラジオでのサブキャリアの使用は、ベースバンド変調と比較して、非線形変調伝達関数(non-linear modulation tranfer function)による高調波歪みも改善する。非線形変調伝達関数はインパルス・ラジオ受信器で実行する相互相関処理との関連で以下で説明する。

インパルス・ラジオはCWキャリアによるシステムではないため、サブキャリアの使用は、時間ドメイン・インパルス・ラジオ設計へのエレガントで非直観的な追加である。信号対雑音比は、非サブキャリア・インパルス・ラジオ送信と比較して、5ないし20dB（ナローパルス変調キャリアの信号対雑音比に依存する）改善される。

インパルス・ラジオでサブキャリアを使用すると、ベースバンド信号をもっと高い周波数に変換（またはシフト）する。好適実施例において、サブキャリア発生器および変調器1022は周波数変調（FM）、振幅変調（AM）、位相変調、周波数変移変調（FSK: frequency shift keying）、位相変移変調（PSK: phase shift keying）、パルスFM、その他の技術により情報信号1020で変調される。別の実施例において、直接デジタル変調がサブキャリア技術に使用される。この別の実施例において、デジタルデータのマンチェスター符号化は変調サブキャリア信号1024を発生する。サブキャリア時間変調器1016は変調サブキャリア信号1024を使用して符号化タイミング信号1014のパルス位置変調を行う。

その他の非正弦波および／または非連続波形も本発明との関連でサブキャリ

アとして使用できる。変調サブキャリア信号1024は、符号化タイミング信号1014のパルスの位置を時間シフトするためにサブキャリア時間変調器1016で使用する。つまり、出力段（この場合、変調符号化したタイミング信号1026）をトリガする信号はパルス位置変調したパルス列である。

周波数または波形が異なるサブキャリアを使用して、インパルス・ラジオ信号のチャンネル化を追加できる。つまり、インパルス・ラジオ・リンクは、各チャンネルで別のサブキャリアを使用することにより、同時に独立した多数のチャンネルで通信できる。

これを示すためには、同じPNコードで動作する2組の独立したインパルス・ラジオのユーザの対を考える。第1のユーザの対は第1のディスクリート周波数の1つの正弦波サブキャリアを発生するサブキャリア発生器および変調器1022を有するインパルス・ラジオで通信する。第2のユーザの対は、第1の周波数とは別で、第2のディスクリート周波数の1つの正弦波サブキャリアを発生するサブキャリア発生器および変調器1022を有するインパルス・ラジオで通信する。各ユーザ対は、適当なサブキャリア周波数で伝送される情報だけを再現するように2組のインパルス・ラジオを（後述するように）設定することで、互いに隔絶された通信を有することができる。この図示に関して、インパルス・ラジオ・サブキャリア技術を用いることで、さらに多くのインパルス・ラジオ・チャンネルが利用できる。

これ以外では、2対のインパルス・ラジオ・ユーザは各対が別のPNコードと同じサブキャリアを使用する場合に隔絶した通信を有する。さらに、チャンネル化はラジオの組をPNコードおよび／またはサブキャリアとは独立して、別のパルス反復レートで動作させることにより実現できる。

新規なサブキャリア段の結果は、情報チャンネルの忠実度の拡張である。この利点は、サブキャリアが本質的に情報を雑音に強くするという事実に帰属している。以下のIII.2(b)セクションで詳細に説明するように、インパルス・ラジオ受信器で受信したモノサイクル・パルスと一致するように設計した波形のテンプレート信号が生成される。テンプレート信号は、送信器の既知のPNコードにしたがって時間的に位置付けられ、受信したインパルス・ラジオ信号と相互相関す

6をコード・タイミング変調器1208へ出力する。コード・タイミング変調器1208は図10のコード時間変調器とサブキャリア時間変調器1016の機能を実行する。コード・タイミング変調器1208はコード変調サブキャリア信号1206を用いて周期タイミング信号1004を変調し、変調符号化したタイミング信号1026を発生する。図12の受信器の残りのエレメントは図10に関連して議論したように動作する。図10との関連で上記で説明したサブキャリア変調技術のどれかを使用できる。

さらに別の実施例において、変調は、情報信号1020を用いてコード信号1010を直接変調することで行える。これが図13に図示してある。加算器1202はコード信号1010と情報信号1020とを変調（加算）して、変調信号1302を生成するように構成してある。コード・タイミング変調器1208は、変調信号1302を用いて周期タイミング信号1004を変調し、変調符号化したタイミング信号1026を発生する。図13の受信器の残りのエレメントは、図10に関連して議論したように動作する。

情報で変調されていないサブキャリアも符号化タイミング信号を変調するため使用でき、または符号化タイミング信号それ自体を変調なしに送信できる。これら2つの実施例は、ビーコンまたはトランスポンダのようにインパルス・ラジオの単なる存在を通信するために使用できる。別のインパルス・ラジオ・ユニットを別のPNコードと別のサブキャリアに割り当てて多くの動作用途を実現できる。

### III.2.b 受信器

1チャンネル・サブキャリア・インパルス・ラジオ通信システム用のインパルス・ラジオ受信器903について図14を参照して説明する。

インパルス・ラジオ受信器（以下受信器と呼ぶ）1400は伝搬して来たインパルス・ラジオ信号1404を受信するための受信アンテナ1402を含む。受信した信号1406は、受信アンテナ1402に接続された受信器送信線1410を経由して相互相関器1408へ入力される。

受信器1400はデコード・ソース1410と調整可能時間ベース1414も含む。デコード・ソース1410は、伝搬して来た信号1404を送信した関連

するインパルス・ラジオ送信器（図示していない）で、使用されるPNコードに対応するデコード制御信号1412を生成する。調整可能時間ベース1414は受信した信号1406の各パルスと実質的に等価な波形を有するテンプレート信号のパルス列を含む周期タイミング信号1416を生成する。受信した信号1406の各パルスはガウス・モノサイクル・パルスの微分(derivative)に類似する。

図15は受信器1400との関連で受信した信号1406に対応するパルス1502の代表的なプロットを示す。パルス1502は、図3のパルス302と同様の波形を有する放射信号（モノサイクル・パルス）に対応する。パルス302と同様の波形を有する電磁モノサイクル・パルスが受信アンテナ1402へ入射する時、受信アンテナは、出力に現われる電氣的波形がパルス1502の形状を有するような固有の特性を有する。インパルス・ラジオ・アンテナが反転すると、パルス1502は反転した電圧となる。

図16は相互相関処理を示す。図16はテンプレート信号パルス1602の波形と、時間増分 $\Delta t$ において受信した（インパルス・ラジオ・パルス）信号1406の波形を示す。曲線1604は連続波形ではないが、受信した信号1406がロックからテンプレート信号パルス1602だけスライドして各 $\Delta t$ 時間配列で得られた相関電圧を表わす。受信した信号1406の各 $\Delta t$ はパルス1502と比較した場合反転電圧であることに注意する）。受信した信号1406と相関させるために使用するテンプレート信号パルスの時間的位置はデコード・タイミング変調器1418で設定される。

変調伝達関数として相互相関関数を用いる効果は、受信器出力を入力振幅の非線形関数とすることである。ベースバンド変調では、これは望ましくない。しかし、FM、PSK、FSK、およびマンチェスタ等のサブキャリアでは、高調波が簡単にフィルタできるので、あらゆる歪みを排除できる。このようなフィルタリングでは、ベースバンド変調を用いる場合には高調波がベースバンドに留まるため高調波を除去できず、信号は復元不可能である。

図14に戻ると、デコード制御信号1412および周期タイミング信号1416はデコード・タイミング変調器1418で受信される。デコード・タイ

ミング変調器1418は、デコード制御信号1412を使用して周期タイミング信号1416を時間的に配置し、デコード信号1420を生成する。デコード信号1420は送信器の既知のPNコードと時間的に一致するので、受信した信号1406を相互相関器1408で検出できるようになる。

相互相関器1408で実行される検出処理はデコード信号1420と受信した信号1406との相互相関演算を含む。相互相関の時間に対する積分がベースバンド信号1422を生成する。II.Aセクションで既に議論したように、相互相関信号の時間に対する積分で雑音からインパルス・ラジオ信号を取り出す。

本実施例において、ベースバンド信号1422は、サブキャリア・デコーダ1424で復調されてサブキャリアが除去され、復調情報信号1426を得る。復調情報信号1426は送信器の情報信号と実質的に同一である（図10の1018を参照）。

ベースバンド信号1422はローパスフィルタ1428へも入力される。ローパス・フィルタ1428を含む制御ループ1429は、エラー信号1430を生成してマイナーフーズ調整を調節可能時間ベース1414に提供し、受信した信号1406の位置に対する周期タイミング信号1416の時間的位置づけを行うために用いる。

サブキャリア実施例は、高い信頼性の音声、データ、および／または画像通信のためにベースバンド雑音を減少することにより、少ない信号圧縮と低い信号歪みを提供する。相互相関器を用いる変調での線型性要件は、本発明のサブキャリア技術を用いることにより大幅に緩和される。変調伝達特性は、低歪みスピーチまたは音楽をうまく伝達するために極端に線形である必要がある。非サブキャリア・ベースバンド・インパルス・システムでこれを実現するのは非常に難しい。

情報信号は雑音によって簡単に擾乱される。雑音の多くはベースバンドに集まり、ナイキスト周波数(Nyquist frequency)まで周波数が高い程減少する。例えば毎秒1.4メガパルスのレートをを用いるインパルス・ラジオでは、ナイキスト周波数は約700kHzである。この例では、約700kHzまでのサブキャリアを用いてインパルス・ラジオ・システムを実質的に雑音に強くすることができ

る。

FMサブキャリア実施例では、フェーズ・ロックド・ループ (PLL) 周波数デコーダを使用する。フェーズ・ロックド・ループの特性は受信信号のバンド幅取り込みおよびその他の基本的側面を決定する。オプションのバンドパス・フィルタをフェーズ・ロックド・ループより前で直列に使用し、フェーズ・ロックド・ループで行う復調のスペクトルを狭めることができる。

### III.3 2 またはそれ以上のサブキャリア・チャンネル

(例：音声、デジタルデータ、および制御情報)

本発明のサブキャリア・インパルス・ラジオの大きな利点は、多数のサブキャリアが、同時送信のため同じ符号化タイミング信号にパックできることである。1つのインパルス・ラジオ・ウルトラ・ワイドバンド送信での3つのサブキャリアの例が、図17から図19において、アナログとデジタル両方の実施のために図示してある。

図17は、3つのサブキャリア発生器／変調器 (SC GEN/MOD) 1702、1704、1706を有し、各々が異なるサブキャリア周波数を有するインパルス・ラジオ送信器の概略図を示す。送信器の基本アーキテクチャは図10の実施例に基づいている。例えば、主サブキャリア発生器／変調器1720 (破線で囲んで示してある) はサブキャリア発生器／変調器1702と同様のものである。しかしこの例は上記で開示した送信器およびその等価物のいずれとの動作するように変更できる。

音声情報ソース (VIS : voice information source) 1708は、第1のサブキャリア信号 (図示せず) の変調のため、線1722経由でサブキャリア発生器／変調器 (図17ではSC GEN/MODと略記してある) 1702へ供給される。第1のサブキャリア信号は、サブキャリア発生器／変調器1702で内部的に生成されるかまたは外部的に生成されて、主サブキャリア発生器／変調器1720への入力として供給される。

同様に、モデム出力またはファクシミリ送信等のデジタル・データ・ソース (DDS : digital data source) 1710は、第2のサブキャリア信号の変調の



ため線（またはバス）1724経由で第2のサブキャリア発生器／変調器（図17ではSC GEN/MODと略記してある）1704へ供給される。最後に、デジタル制御情報ソース（CIS）1712は、第3のサブキャリア信号変調のため線（またはバス）1726経由で第3のサブキャリア発生器／変調器（図17ではSC GEN/MODと略記してある）1706へ供給される。第2と第3のサブキャリア信号は、サブキャリア発生器／変調器1704、1706で各々生成されるか、または外部的にサブキャリア発生器／変調器1720への入力として供給する。

デジタルCIS1712はインパルス・ラジオ受信器へ制御情報を提供する。セルラホン電話トランシーバ型のシステムでは、このようなデジタル制御情報はルーティング情報、スケジューリング情報、ベル信号(ring signal)等を含み得る。事実上あらゆる種類の制御信号、またはそのことについてインテリジェンスを使用してサブキャリア信号を変調できる。

3つの変調サブキャリア信号は、3つのサブキャリア発生器／変調器1702、1704、1706から線1728、1730、1732経由で出力され、加算回路1714で加算される。得られた信号1716はサブキャリア時間変調器1016へ送出され、ここで符号化タイミング信号1014を変調して変調符号化したタイミング信号1026を生成するために使用される。サブキャリア時間変調器1016から出力される変調符号化したタイミング信号1026は、出力段1028へ供給され、前述したように放射信号1012として送信される。

2つの代表的な複数サブキャリア・チャンネル・インパルス・ラジオ受信器が図18と図19に図示してある。各受信器は、例えば図17の送信器から送信された、3つのサブキャリア・チャンネルを復調するためのコンポーネントを有する。図18および図19の受信器の基本的アーキテクチャは図14の実施例またはその等価物に基づいている。

図18は、代表的なアナログ実施例では、相互相関器1408とこれに続く複数のアナログFM復調ブランチを図示している。相互相関したベースバンド信号1422は、図14との関連で議論したように、受信信号1406から生成され

る（制御ループのエレメントを使用するが、図18および図19には図示していない）。各ブランチ（分岐）はバンドパスフィルタ1802（例えばLC型またはスイッチド・キャパシタ・フィルタ（switched capacitor filter））とフェーズ・ロックド・ループ・ブロック1804を使用して1つのサブキャリアを復調する。つまり、3つの独立して、同時に送信された情報信号が復元され、OUTPUT1～3で利用できるようになる。

図19に図示したデジタル実施例では、相互相関したベースバンド信号1422はアナログーデジタル変換器（A/D C）1902を用いてデジタル信号に変換される。デジタル信号プロセッサ（D S P）1904、例えばモデル番号TMS320C40（テキサスインスツルメント社製、テキサス州ダラス）等と、フーリエ変換等を用いる既知のデジタル信号プロセッサ・アルゴリズムとを使用して、信号1903にエンコードされた3つの別々のサブキャリアをデジタル的に復調する。デジタル復調した情報はデジタルーアナログ変換器（D/A C）1906を用いてアナログに再変換する。音声信号はデジタルーアナログ変換器1906を使用してアナログ対応部分へ再変換され、OUTPUT1で利用可能になる。デジタル・データ信号は出力されるかそれ以外にもデジタル信号プロセッサからOUTPUT2で直接利用可能になる。最後に、制御信号が出力されるか、それ以外にもデジタル信号プロセッサから直接OUTPUT3でまたはデジタルーアナログ変換器1906によるデジタルーアナログ変換の後で利用可能になる。複数サブキャリアの追加はインパルス・ラジオ信号のワイドバンド特性に影響を与えない。

#### IV. 時間変調器

このセクションは、コード時間遅延、サブキャリア時間遅延、およびこれら両方の組み合わせに使用される時間変調器に関する。時間変調器をサブキャリア・インパルス・ラジオ通信に使用するための幾つかの実施例の動作と構造を説明する。

本発明の各種実施例によれば、インパルス・ラジオ送信器はコード時間変調器（例えば1008）とサブキャリア時間変調器（例えば1016）、ならびにコ

ードおよびタイミング変調器（例えば1208）を含む。これらの変調器の各々は、トリガ信号（例えばコード信号1010または変調サブキャリア信号1024）が伝送する情報にしたがって信号（例えば周期タイミング信号1004）を時間遅延させる機能がある。つまり、各々の変調器（例えば1008、1016、または1208）は遅延発生器と考えられる。数値入力信号を有する遅延発生器はバイナリー時間遅延発生器(binary-to-time delay generators)と呼ばれる。

バイナリー時間遅延発生器は、現在利用可能な市販のICを使用して実施できる。数値入力を有する好適な遅延発生器は、イリノイ州ショームバーグのモトローラ社で製造されているMC100E196ECL（エミッタ結合ロジック）デバイスである。しかし、本発明によるインパルス・ラジオ信号に関連して、このような従来のバイナリー時間遅延発生器は、インパルス・ラジオ受信器においてインパルス・ラジオ信号の正確な復元ができるような正確な時間遅延を提供していない。言い換えれば、モノサイクル・パルスの代表的なパルス持続時間である157ps（ピコ秒）程度の時間遅延は、従来のバイナリー時間遅延発生器を用いると正確に発生できない。

## V. 線形化

このセクションは、インパルス・ラジオ送信器と受信器の両方での時間変調器の線形化に関する。時間変調器の線形化により、インパルス・ラジオ送信器および受信器はインパルス・ラジオ通信に必要な精度を有する時間遅延を生成できる。

第IV部で説明した時間遅延の問題を解決するため、本発明の発明者は、バイナリー時間遅延メーカーから提供された仕様（例えば性能曲線）の統計的分析を実行した。この作業に基づいて、発明者は、デバイスの非線形動作特性が分かっていたら、従来のバイナリー時間遅延発生器の非線形動作特性が補償できることを発見した。つまり、本発明のさらなる態様によれば、インパルス・ラジオ送信器は従来のバイナリー時間遅延発生器との関連で、あらゆる非線形性を補償するための線形化参照リードオンリーメモリ（ROM）（図示していない）を含む。

これによりインパルス・ラジオ送信器は157ピコ秒の要件より十分下まわる制度を有する時間遅延を発生できる。

図20は、遅延時間（ピコ秒）と従来のバイナリー時間遅延発生器でのバイナリ（即ち数値）入力値を示すプロットである。曲線2002は、従来のバイナリー時間遅延発生器の正確な時間遅延出力特性の例を示す。本発明で使用するバイナリー時間遅延発生器の望ましい出力は曲線2004で示してある。

例えばバイナリ入力値18では、曲線2002の点2010は、従来のバイナリー時間遅延発生器の正確な出力を表わしている。バイナリ入力値10は、従来のバイナリー時間遅延発生器の出力に157psの時間遅延を発生する典型的な入力である。しかし、数値入力値10を与えられると、従来のバイナリー時間遅延発生器は、点2006で示すように、所望する157psではなく、約15psの実際の出力値のみを発生することがある。つまり、この例で157psの遅延を生成するためには、曲線2002の点2010で示したように、数値入力値18を入力して所望の遅延157psを発生する必要がある。

送信器と受信器のディザ発生器を線形化するのが一般に望ましいが、実際には同じディザ対数値入力マッピングの線形性を有することだけが必要で、必ずしも

直線でなくともよい。

本発明によれば、図20に図示した種類の線形化データを使用して従来のバイナリー時間遅延発生器の正確な応答を所望する時間遅延にマッピングする。この線形化データ、またはマッピングは、線形化リード・オンリー・メモリ（ROM）に記憶される。

1と0を送信するためには、時間的に前向きまたは後向きのどちらかでパルスを時間変調する。言い換えれば、インパルス・ラジオ受信器で受信した時に論理値1を発生することを意図しているインパルス・ラジオ信号は、インパルス・ラジオ送信器でわずかに前向きに時間配置される。論理値0として受信されることを意図しているインパルス・ラジオ信号は、インパルス・ラジオ送信器でわずかに後向きに時間シフトされる。

インパルス・ラジオ受信器の相互相関器1408は、その時間位置をもっとブ

ラス側またはもっとマイナス側の電圧増分に変換する。バンドパス・データ・フィルタを用いてデータストリームの信号対雑音比を最大化する。バンドパス・データ・フィルタのバンド幅は、関連技術の熟練者には明かなように、送信レートのおよそ半分にセットする。コンパレータはこれらの電圧を1と0の論理的等価物に変える。1と0両方についてパルスを供給する必要があるのは、パルスがないと、コンパレータ閾値での雑音がランダム出力を発生することがあるためである。プラスとマイナスの情報サンプルの間のセパレーション（即ち電圧差）が大きいほど、信号対雑音比が向上しビット・エラーレートが低くなる。

1と0が信号を時間シフトさせるため、線形化ROMは、論理値1についてインパルス・ラジオ信号の独立した線形化情報と論理値0についてインパルス・ラジオ信号の独立した線形化情報とを記憶する必要がある。所定の情報（データ）送信レートでは、インパルス・ラジオ送信論理値1と0は、有限量だけそれぞれ時間的に前後にシフトさせ、インパルス・ラジオ受信器の相互相関器がデータストリーム中の論理値1を論理値0から正しく識別できるようにする必要がある。

1. 3GHzのモノサイクル・パルスで選択した中心周波数について、論理値1で所望の前向きシフトと論理値0での後向きシフトは157psのシフト値で

ある。中心周波数が2倍になると、時間シフト量は半分になる。つまり、線形化ROMは、線形化数値を表わす1つ（8ビット）のデジタル値を記憶しておき、線形化ROMからコード時間変調器1408へ出力する際に、正しい157psの時間シフトが実現できるようにしなければならない。好適実施例では、線形化ROMは157psの前向きシフトのための1つの8ビット数値と、157psの後向きシフトのための第2の8ビット数値とを記憶する。157psのシフトに加えて、他のなんらかの時間シフトの前向きおよび後向きシフトを実現するため、線形化ROMはさらに前向きと後向き時間シフトのための8ビット数値を記憶する必要がある。送信器が変調値としてゼロ時間シフト（公称値）と157psの2倍（各々デジタル値の0と1に対応する）を使用する場合、復調受信器でも同じものを参照することに注意する。

#### V.1 送信器

図21は本発明による上記の線形化方式を示す高レベル・ブロック図である。しかし、例えば図10のコード時間変調器1008で生成される変調符号化したタイミング信号1026と対照的に、直接デジタル符号化タイミング信号2102は、図21のブロック図に図示したように、コード時間変調器1008で発生する。

この実施例では、時間ベース1002が周期タイミング信号1004をコードソース1006へ出力する。周期タイミング信号1004はコード時間変調器1008にも提供され、これはこの実施例ではバイナリ時間遅延発生器である。

この実施例では、コードソース1006はアドレス・カウンタ2104と2つのリード・オンリー・メモリ (ROM) 2106、2110を含む。

周期タイミング信号1004は、アドレス・カウンタ2104をインクリメントしてカウンタが多ビットアドレス2105を出力する。この実施例では、アドレス・カウンタ2104は、周期タイミング信号1004の各パルスについて15ビット幅のアドレス2105を出力する。

アドレス・カウンタ2104から提供されたアドレス2105を用いてPN

コードROM2106をアクセスする。ROM2106は所定のモジュロのPN (擬似ランダム雑音: pseudo-random noise) コードを記憶する。(これ以外に、EEPROM、RAM、シフトレジスタ、その他等の他のメモリ装置を使用できる。) アドレス・カウンタ2104から出力された各アドレス2105はROM2106の記憶ロケーションをアクセスし、ROMはこれに回答してPNコード2108 (15ビットPNコードが望ましい) を出力する。(前述のように、PNコードは、インパルス・ラジオ信号のモノサイクル・パルスの線形化と拡散のためパルスの (例えば周期時間信号パルスまたはデジタル・データ信号パルス) 時間的に前または後ろへの時間位置変調に用いられる)。

線形化データは、線形化ROM2110でアドレス可能なロケーションに記憶される。線形化データは、線形化ROM2110のアドレス入力へのアドレス (例えば16ビットアドレス) の印加によりアクセスされる。本発明の好適実施例によれば、16ビットアドレスは、例えばPNコードROM2106から出力さ

れる15ビットPNコード2108と、情報ソース1018から提供された1ビット・デジタル・データ・ソース（図10の1024に類似して破線2107で図示してある）との連結により構成される。

これ以外にも、情報ソース1018から提供されたデジタル・データを用いて、本明細書で説明したように、サブキャリア発生器／変調器1022を使用するサブキャリアを変調できる。この場合、サブキャリア発生器／変調器1022は、線形化ROM2110へ1ビット・デジタル・データ信号（実線2109参照）を提供することになる。

完全な入力アドレス（この例では16ビット）の同時受信に应答して、線形化ROM2110は線形化変調タイミング信号2112（図12の1206および図13の1302に類似している）を出力する。線形化変調タイミング信号2112は8ビット幅が望ましく、コード時間変調器1008（即ちバイナリー時間遅延発生器）へ提供される。コード時間変調器1008は、線形化変調タイミング信号2112を使用して周期タイミング信号1004を時間遅延させ、また直接デジタル符号化タイミング信号2102を出力する。

線形化ROM2110は、PNコードROM2106から提供された時間遅延量を正しく線形化するために線形化データを記憶する。線形化ROM2110へ提供される各15ビット擬似ランダムコード2108は、線形化ROM2110へ同時に提供されるデジタル・データビット2107の時間変調に使用されるディザ時間遅延を表わしている。この実施例では、2の15乗（23,768）個の異なる時間遅延量を用いて論理値1の前向き時間シフトまたは論理値0の後向き時間シフトを時間変調できる。インパルス・ラジオ受信器で相互相関より、先にPN雑音コードで構成される時間遅延の変調によりデータの復元ができる。この動作を説明するインパルス・ラジオ受信器の好適実施例を以下で説明する。

図22は線形化ROM2110を示す機能図である。図22のロケーション2202と2204は、各々高位アドレスと低位アドレスでアドレスされる線形化ROM2110内部の記憶ロケーションを表わしている。この例では、各々の記憶ロケーションは8ビットのデータを記憶できる。即ち、この例では、線形化R

ROM2110内部に記憶されたデータは、2つのグループ、ロケーション2202のデータとロケーション2204のデータに分けられる。第1のグループのデータ（ロケーション2202）は、デジタル・データ・ソース2107が例えば論理値1の時に使用される線形化データを表わし、第2のグループ（ロケーション2204）に記憶されている線形化データは、デジタル・データ・ソース2107が論理値0の時に使用される線形化データを表わしている。つまり、ROMアドレスの最上位ビットを構成するデジタル・データ・ソース2107の論理値は、線形化データがブロック2202からまたはブロック2204から出力されるかを表わしている。

線形化ROM2110の下位15個のアドレス入力へ印加される15ビットのPNコード2108は、選択したロケーション2202または2204のセットどちらかの内部のどの特定のROMロケーションが線形化ROM2110から出力されるかを選択するために使用する。

本発明のさらなる実施例において、PNコードは線形化データと数学的に組み合わせることができ、得られた数値情報を直接単一のROM等に記憶できる。このさらなる実施例では2個のROMの必要性を回避している。アドレス・カウンタ

2104は単一のPNコード／線形化ROMへアドレスを単に直接入力する。（拡散スペクトル理論では、PNコードの各エレメントは「チップ」と呼ばれる。つまり、モジュロNの長を有するPNコードは合計N個のチップを含む）第1のROMが各コードチップについて所望の遅延値を出力し各々の遅延値を線形化する代わりに、単一のROMを用いて各コードチップで所望の遅延の線形化したものを記憶することができる。

インパルス・ラジオ送信器のさらに別の実施例が図23のブロック図に図示してある。図23では、PNコードと線形化EPROM2302の組み合わせを用いて、コード時間変調器1008で生成すべき時間遅延量を表わす8ビット符号化情報信号2304を生成する。PNコードの使用はコードスイッチ2306を用いてON/OFF切り換えできる。コードは様々な理由により、例えば加速した信号の取得とロックをインパルス・ラジオ受信器で行える独立演算モード等で、



排除することができる。コードスイッチ2306は、簡単なスイッチ、独立制御ロジック、およびマイクロプロセッサ等で制御できる。コードスイッチがオンだと、図23に図示したように、時間ベース1002を用いて、図21との関連で前述したように、アドレス発生器2104をクロックする。しかし、図23では、時間ベースはVCO2308とプログラマブル分周器2310によって実施されるように図示してある。VCO2308とプログラマブル分周器2310で実行される機能は関連技術の熟練者には明らかであろう。

図23に図示した実施例によれば、カウンタのスタート・ページ・ブロック2312、カウンタのストップ・ページ・ブロック2314、およびカウンタのリミット・コンパレータ・ブロック2316が含まれている。カウンタのスタート・ページ・ブロック2312は、アドレス発生器2104へ開始アドレスを示すようにアドレス（15ビットが望ましい）を供給する。カウンタのストップ・ページ・ブロック2314はカウンタのリミット・コンパレータ・ブロック2316へアドレス（これも15ビットが望ましい）を供給して停止アドレスを表わす。カウンタのリミット・コンパレータ・ブロック2316は、アドレス発生器2104で生成したアドレスと、カウンタのストップ・ページ・ブロック2314から供給されるストップ・ページ・アドレスとを比較するロジックを

含む。カウンタのリミット・コンパレータ・ブロック2316はロード信号2317を生成し、これらのアドレスの比較が等しくなった時にロード信号2317をアドレス発生器2104へ転送する。ロード信号2317の受信に応答して、アドレス発生器2104がリセットされ、カウンタのスタート・ページ・ブロック2312で指定された15ビットアドレスでまたカウントを開始する。スタート・ページ・アドレスからストップ・ページ・アドレスまでのカウント処理は連続的に繰り返される。これらのアドレスの反復により、PNコードおよび線形化EPROM2306は、カウンタのスタート・ページとカウンタのストップ・ページ・アドレスの間の差で決定される長さのPNコード・モジュロによりデジタル・データを変調できる。

前述したように、PNコードと線形化EPROM2302の組み合わせを用いて

8ビット符号化情報信号2304を生成し、これがコード時間変調器1008で生成すべき時間遅延量を表わす。コード時間変調器1008は、周期タイミング信号1004を用いて符号化情報信号2304を時間位置変調する。コード時間変調器1008は、図21との関連において前述したように、直接デジタル符号化タイミング信号2102を出力する。

図23に図示した実施例は、FMサブキャリア変調器2318も含んでいる。FMサブキャリア変調器2318は正弦波信号2320を生成する。正弦波信号2320は、加算器2322でベースバンド・オーディオ・ソース2344から供給されたベースバンド・オーディオ信号2342と加算される。ベースバンド・オーディオ・ソースは情報ソース1018の一例であることに注意されたい。

加算器2322は、図10との関連で前述したのと同様の方法で、サブキャリア時間変調器1016が使用する変調器信号2324を出力する。インパルス・ラジオ受信器で復号した時、復元された正弦波信号2320はインパルス・ラジオ受信器で制御信号として使用できる。つまり、図23に図示したインパルス・ラジオ送信器の実施例は、単一のインパルス・ラジオ送信で3つの別々の情報を伝送する信号を送信する。これら3つの情報を伝送する信号は、デジタル・データ2107、正弦波信号2320、およびベースバンド・オーディオ信号

2342を含む。

これ以外に、図23のブロック2344は、図10との関連で前述したようなサブキャリア発生器／変調器1022で置き換える、またはブロック1018と2318を図17との関連で前述したようなサブキャリア発生器／変調器1702、1704、1706の1つで置き換えることができる。

さらに別の実施例によれば、直接デジタル符号化タイミング信号2102は出力段1028へ直接入力できる。この実施例では、マンチェスター符号化が実行されるサブキャリア変調の唯一のかたちである。他の構成は本開示を熟読した後では関連技術の熟練者に明らかであろう。

## V.2 受信器

インパルス・ラジオ受信器のさらなる実施例が図24に図示してある。インパ

ルス・ラジオ受信器のこの実施例は、図14との関連で前述した受信器と多くの側面で類似している。図24に図示してある受信器は相互相関器1408、サブキャリア・デコーダ1424、ローパスフィルタ1428、調整可能時間ベース1414、復号タイミング変調器／復号ソース2402、擬似マンチェスター・デコーダ2404、マイクロプロセッサ2406を含む。

本実施例によれば、伝搬信号(1404)はインパルス・ラジオ受信アンテナ1402で受信され、アンテナは受信した信号1406をRF増幅器2408へ渡す。RF増幅器2408は受信した信号を増幅し相互相関器1408へ渡す。

相互相関器1408は、乗算器2410、トリガした波形発生器2412、増幅器2414、積分器2416、サンプルおよびホールド・ユニット2418、遅延ユニット2420を含むことができる。乗算器2410は線形モードで動作するのに適したダブル平衡ミキサー(double balanced mixer)である。乗算器2410はトリガした波形発生器2412で生成したテンプレート信号2422と受信した信号を線形的に乗算する。乗算器2410の積信号2415は増幅器2414でバッファされてから積分器2416で時間的に積分される。積分器は基本的に、モノサイクル(即ち157ps)の幅と類似した時間スケールで応答

するのに適するような1次ローパスフィルタである。積分器2416は、信号2417のピーク値をホールドするサンプルおよびホールド・ユニット2418へ信号2417を出力する。

遅延ユニット2420はサンプルおよびホールド・ユニット2418の正しいトリガのためのユニットである。遅延ユニット2420により乗算器2410および増幅器2414で発生した遅延と積分器安定時間が可能になる。1つの実施例において、遅延ユニット2420は、積分器2416で発生したピーク値の後で約10ないし15ナノ秒トリガを遅延させる。その結果、サンプリングは積分値が劣化する前に発生する。

インパルス・ラジオ受信器のこの実施例によれば、デコード信号1420は、図21との関連で前述した直接デジタル符号化タイミング信号2102の生成と同様の方法で生成される。インパルス・ラジオ受信器中とインパルス・ラジオ送

信器中におけるブロック2402の主な相違点は、デジタル・ソースがPNコード／線形化ROMのアクセスに用いられないことである。

デコード・タイミング変調器／デコード・ソース2402はバイナリー時間遅延発生器2424、PNコードおよび線形化ROM2426、およびアドレス・カウンタおよびリミット・ロジック・ブロック2428を含む。スタート・アドレスおよびストップ・アドレス信号は、各々線2430と2432経由でマイクロプロセッサ2406からアドレス・カウンタおよびリミット・ロジック・ブロック2428へ供給される。アドレスは、バス2434経由でアドレス・カウンタおよびリミット・ロジック・ブロック2428から出力される。アドレス・カウンタおよびリミット・ロジック・ブロック2428は、調整可能時間ベース1414によって提供される周期タイミング信号1416でトリガする時に、PNコードおよび線形化ROM2426にアクセスするためのアドレスを供給する。PNコード（インパルス・ラジオ送信器で使用する既知のPNコードに対応するもの）は、バス2436経由でPNコードおよび線形化ROM2426から出力されてバイナリー時間遅延発生器2424へ供給される。バイナリー時間遅延発生器2424は周期タイミング信号1416（調整可能時間ベース1414から受信する）を時間変調してデコード信号1420を生成する。

この実施例において、調整可能時間ベース1414は、プログラマブル分周器2438と、電圧制御発振回路（VCO）2440を含み、これらは周期タイミング信号1416を出力するために使用される。電圧制御信号は、線2442経由でマイクロプロセッサ2406からVCO2440へ供給されて、関連技術の熟練者には明らかなように、VCO出力を調節する。

この実施例では、サブキャリア復調器1424は、バンドパスフィルタ2444、フェーズ・ロックド・ループ2446、およびローパス・フィルタ2448を含む。フェーズ・ロックド・ループ2446で実行される機能は、図18の同様のフェーズ・ロックド・ループ（2004）で実行される機能と等価である。この場合、バンドパスフィルタ2444はフィルタした信号2445をフェーズ・ロックド・ループ2446へ出力する。フェーズ・ロックド・ループ2446

は、さらに別のローパスフィルタ2449経由で同相予測信号2447をマイクロプロセッサ2406へ出力する。同相予測信号2447は、マイクロプロセッサ2407に対してサブキャリアの振幅の予測を供給し、マイクロプロセッサ2406は信号ロックの品質を評価できる。フェーズ・ロックド・ループ2446の復調出力信号2450はローパス・フィルタ2448でフィルタされ、このフィルタが復調情報信号1426を出力する。

図24のサブキャリア復調器1424の全体的な機能と動作は、図14との関連において前述したのと実質的に同じである。制御ループ1429は図14との関連で前述したのと同じ機能を有する。

さらなるサブキャリア変調は、デジタル・データの擬似マンチェスター符号化を使用する本発明の別の側面にしたがって実現される。「擬似」と称しているのは、従来のマンチェスター符号化ではデジタル復号を実行しているためである。しかし、本発明によれば、マンチェスター符号化した信号の復号はアナログ・ドメインで実行される。擬似マンチェスター符号化は、ベースバンドから、調整可能な時間ベースの積分約数(integral submultiple)または時間ベースの整数乗数(integer multiple)と等しい周波数へデジタル情報をシフトする。これにより、インパルス・ラジオ受信器において正しい復元のためのデジタル・データのコーヒレントなシフトを実現する。

本実施例において、擬似マンチェスター・デコーダ2404はバンドパスフィルタ2450およびアナログ・マンチェスター・デコーダ2452を含む。バンドパスフィルタ2450は相互相関器1408からベースバンド信号1422を受信する。フィルタしたベースバンド信号2454はアナログ・マンチェスター・デコーダ2452へ供給される。アナログ・マンチェスター・デコーダ2452で実行される復号は、送信器で実行される実際の符号化の説明の後で最も良く説明される。

さらに、図24で番号をつけてある各種信号は、図25Aから図25Hに時間(t)対電圧のプロットとして図示してある。さらなる図25Iから図25Lは図25Eから図25Hに対応する周波数対振幅(Pまたはlog P)のプロット

である。

#### VI. 擬似マンチェスター変調

このセクションは、インパルス・ラジオ通信を使用するデジタル・データの変調のための擬似マンチェスター符号化に関する。

図24との関連ですでに説明した直接デジタル変調アプローチを使用すると、データ・ソースが論理値「1」または論理値「0」の長い文字列を生成する場合に問題が発生する。データはフェーズ・ロックド・ループを使用して復元されるので、このような「1」または「0」の長い文字列の低周波エネルギーはローパス・フィルタ1428に現れ、エラー・ループ1429に位相エラーを導入することになる。変調周波数成分をエラー・ループ1429で予想される周波数成分から分離するための方法が必要である。

そのため、発明者はさらなるサブキャリア実施例を開発した。個のさらなるサブキャリア実施例は、周波数がマンチェスター符号化の方法でデータ信号の周波数の少なくとも2倍（2×クロック）の方形波とデータが同期的に排他的論理和（XOR）されるような変調方式を含む。インパルス・ラジオ・システムでマンチェスター符号化を使用するのは、データが2×クロックを用いて下位周波数に変調されるためサブキャリア技術である。

インパルス・ラジオ受信器は、真のマンチェスター復号で行なわれるようなデジタル的にではなくアナログ的に、この変調を除去する。サンプルおよびホールド（2418）からの電圧は同期2×クロックで変調され、ローパス・フィルタと後続のコンパレータ（図示していない）により逐次的に処理される。もっとも簡単な実施例は、ビットレートのほぼ半分より上の周波数にカットオフをセットしてあるローパス・フィルタである。しかし、他の変換方法で使用するにはもっとも複雑なフィルタリングが必要となる。つまり、本発明のこの態様による擬似マンチェスター変調技術は、ノンリターンツーゼロ（NRZ：non-return-to-zero）デジタル信号をリターンツーゼロ（RZ：return-to-zero）信号へ変換して、インパルス・ラジオ受信器のフェーズ・ロックド・ループにおけるエラーを回避している。リターンツーゼロ・エンコーダは、擬似マンチェスター直接デジタ